



Minimisation des pertes fer des machines électriques de traction par la modélisation et l'optimisation

Anthony Frias

► To cite this version:

Anthony Frias. Minimisation des pertes fer des machines électriques de traction par la modélisation et l'optimisation. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT028 . tel-01202059v2

HAL Id: tel-01202059

<https://hal.science/tel-01202059v2>

Submitted on 7 Oct 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : « Génie Electrique »

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Anthony FRIAS

Thèse dirigée par **Afef LBOUC** du G2Elab et **Christian CHILLET** du G2Elab

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)**

dans l'**École Doctorale D'Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal (EEATS)**.

Minimisation des pertes fer des machines électriques de traction par la modélisation et l'optimisation

Thèse soutenue publiquement le **12 mars 2015**,
devant le jury composé de :

M. Mouloud Féliachi

Prof. Université de Nantes, IREENA Saint Nazaire : Rapporteur

M. Frédéric Gillon

MC Ecole centrale de Lille, L2EP : Rapporteur

M. Claude Marchand

Prof. Université Paris Sud, LGEP : Président

M. Laurent Albert

Ingénieur Renault : Examineur

M. Lionel Calegari

Ingénieur Renault : Invité

M. Christian Chillet

Chargé de recherche CNRS, G2Elab, Grenoble : Co-encadrant

Mme. Afef Lebouc

Directrice de recherche CNRS, G2Elab, Grenoble : Directrice de thèse



Remerciements

Mes travaux de thèse ont été réalisés en partenariat entre le G2ELab et Renault dans le cadre d'un contrat CIFRE

Je souhaite tout d'abord remercier mon jury de thèse. Je remercie Mouloud Féliachi pour avoir accepté la tâche de rapporteur et également pour son intérêt, ses questions et ses remarques pertinentes qui ont permis de donner lieu à des échanges intéressants lors de la présentation. Je remercie Frédéric Gillon pour avoir également relu mon manuscrit et pour son enthousiasme lors de nos échanges par téléphone avant la soutenance qui m'ont permis d'appréhender mon travail sous de nouvelles perspectives. Merci également à Claude Marchand pour avoir accepté de présider mon jury de thèse et pour ses remarques pertinentes.

Je tiens à remercier mes encadrants de chez Renault. Merci à Lionel Calejari pour avoir accepté de prendre la tutelle de la thèse chez Renault. Merci à Laurent Albert pour ses compétences techniques et humaines qui font disparaître les difficultés qu'on peut rencontrer dans l'étude des moteurs électriques.

Je tiens à remercier mes encadrants du G2elab. Un grand merci à Christian pour sa disponibilité et pour avoir partagé avec moi ses connaissances sans compter. J'ai beaucoup apprécié nos longues discussions sur les moteurs et les matériaux. Un grand merci à Afef pour sa gentillesse, ses conseils et pour m'avoir poussé à la découverte d'autres aspects de la recherche scientifiques.

Je tiens également à remercier tous les ceux que j'ai connu au laboratoire. Grâce à leur bonne volonté et à leur amitié les mauvaises passes (technique ou non) sont bien vite surmontées.

Je tiens à remercier, mes ex-collègues doctorants du g2elab et alentours, Sylvain, Mathieu, Mathieu, Ando, Mikael, Julien, Luis, Olivier, Ni, Razmik, Julien, Fabien et tous ceux que j'oublie d'écrire pour ces bons souvenirs de randos, d'escalade, de pause-café, de repas, de diner, de balades à vélo, de cours d'auto-école improvisés, de discussions passionnées, et tout le reste.

Je remercie mes ex-collègues de Renault avec lesquels j'ai aussi beaucoup appris et beaucoup partagé. Merci à Pierre, mon homologue vibratoire, je me souviendrai des conférences autour du monde.

Je remercie mes parents et mes sœurs qui m'ont apporté leur soutien tout au long de mes études.

Enfin un grand merci à ma compagne qui n'a jamais cessé de croire en moi.

Merci à tous pour avoir été une source d'inspiration.

Résumé

Le coût, l'autonomie et la durée de vie sont les principaux aspects qui freinent le public dans l'achat d'une voiture électrique. Tous ces aspects sont liés à la batterie qui ne permet de stocker qu'une quantité limitée d'énergie. Dans ces conditions, il est indispensable de maîtriser les pertes d'énergie de la chaîne de traction. La machine électrique étant le principal consommateur d'énergie, elle joue un rôle important dans l'efficacité énergétique globale. Dans ce contexte, comment réduire les pertes de la machine électrique pour la rendre plus efficace ?

Pour répondre à cette question, l'objectif de ce travail est de modéliser (avec une précision suffisante) et réduire les pertes fer dans notre application machine électrique de traction afin de les maîtriser. On comblera ainsi le manque de confiance en les modèles de pertes fer que peut avoir le concepteur de machine en lui permettant de réaliser des optimisations fines jusque dans les dernières phases de développement.

Dans la première partie de ce manuscrit, le lecteur découvrira alors une machine synchrone à rotor bobiné du point de vue du matériau magnétique doux. Les premières conclusions montrent qu'une modélisation fine est nécessaire pour bien prendre en compte les phénomènes générateurs de pertes. On s'intéresse également à la mesure des matériaux magnétiques doux afin de comprendre de manière générale et tangible les pertes dans le matériau. On prend également conscience de la toute première source d'incertitude des modèles, la mesure du matériau. Enfin, nous présentons les démarches couramment rencontrées dans la littérature pour la modélisation des pertes fer.

Face aux limitations des modèles couramment rencontrés, le modèle LS (un modèle d'hystérésis scalaire qui décompose les pertes en une contribution statique et une contribution dynamique) est redéveloppé afin qu'il réponde encore mieux aux exigences de l'industrie automobile. Il est précis et facilement identifiable à partir de mesures faciles à réaliser. La contribution statique reprend le modèle de Preisach formulé à l'aide des fonctions d'Everett dont l'identification à partir des caractéristiques mesurées est directe. La contribution dynamique quant à elle est dorénavant identifiable à partir de caractérisations en induction sinusoïdales. La précision du modèle ainsi améliorée est ensuite validée sur 63 cas tests exigeants dont la forme de l'induction est à fort contenus harmoniques.

Le modèle développé est ensuite couplé avec un modèle électromagnétique élément finis de la machine électrique et validé par l'expérience. Les mesures faites sur le matériau étant l'un des points faibles des modèles, une méthodologie permettant d'évaluer la pertinence de la plage des mesures est proposée. On dresse également un état de l'art de l'impact du process (découpage, empilement et assemblage des tôles) sur les pertes fer afin d'aider le concepteur à mettre en balance les impacts liés au process qui n'ont pu être modélisés.

Enfin des méthodologies parmi lesquels, les méthodologies des plans d'expériences sont mises en place afin d'optimiser les cartographies de commandes en des temps de calcul raisonnables. On montre des gains allant jusqu'à 50% de réduction des pertes totales de la machine dans certaines zones de fonctionnement par rapport à une optimisation dont l'objectif serait de minimiser uniquement les pertes dans les conducteurs de la machine. Ces résultats montrent l'intérêt d'utiliser un modèle de pertes fer précis afin de réduire les pertes totales de la machine

Abstract

Cost, range and lifetime are the main aspects that hold back the consumer to buy electric cars. These three aspects are all related to the battery which stores a limited amount of energy. Under such condition energy consumption is a major concern in electric cars. As the major electricity consumer, electrical machines play a key role for global energy savings. In this context how the electric machine can be made more energy efficient?

To answer this question this thesis aim to model (accurately enough) and reduce the iron losses in traction electrical machine for electrical car. Indeed iron loss model suffer from a lack of confidence when it comes to fine optimization during the late phase of development. This thesis answers this question and takes into account the development criteria of the car industry and the constraints of the electric car.

The first part of the thesis gives an overview of the application by taking a wounded rotor synchronous machine as a case study. The reader will discover the electrical machine with a soft magnetic material perspective. First, conclusion show that fine modelling of the electric machine is necessary to achieve desired accuracy. An overview on soft magnetic material behavior and measurements is then given. The reader will then acquire a broad feeling on soft magnetic material behavior and understands the first source of inaccuracy of the models (the measurements). Then, the typical models for predicting iron losses in magnetic materials are presented in a literature review.

The second part of this study focus on iron loss modelling aspect. The loss surface model (a scalar hysteresis model made of a static and dynamic contribution) is used as the base of this modelling work. The static contribution is re-developed using Everett function formulation of the Preisach model is used to allow easy identification of the model directly from measurements. The identification of the dynamic contribution is re-worked to allow identification from sine-wave measurements (triangular wave measurement previously required). The model accuracy is improved and validated on 63 test cases with high harmonic distortion wave forms.

The iron loss model is then coupled to finite element model of the electric machine and the limits of the model are investigated. One of the limits coming from measurement limitation, a methodology to evaluate the relevance of the measurement range is proposed. A literature review of the main impact of the process including cutting, stacking and assembling effects on electrical steel magnetic characteristics is intended to complement the modelling work to help the decision making of the designer on aspects that cannot be modeled.

Finally methodologies playing with the modelling hypothesis and involving design of experiment and response surface are presented to reduce computational time and allow the optimization of the control of the machine. The optimizations carried out show total machine loss reduction up to 50% for some working point of the machine compared to an optimization dedicated to minimize only Joule's losses. This results show the interest of using a reliable iron loss model to reduce the total loss of the machine.

Table des matières

Introduction Générale	11
Chapitre 1. Moteur pour application véhicule électrique et calcul des pertes fer	15
1.1. Introduction.....	16
1.2. Specificités du moteur étudié et zone de fonctionnement	17
1.2.1. Le moteur sur cycle	17
1.2.2. Spécificités du moteur étudié.....	17
1.3. Matériau magnétique doux et pertes fer	18
1.3.1. Caractérisation des matériaux magnétiques doux	18
1.3.2. Le comportement du matériau	20
1.4. Calcul des pertes fer	26
1.5. Conclusion	29
Chapitre 2. Analyse et amélioration du modèle LS	31
2.1. Introduction.....	32
2.2. Historique du modèle LS.....	32
2.3. Le modèle LS statique.....	34
2.3.1. Le modèle de Preisach.....	35
2.3.2. Modélisation de l'aimantation par la fonction d'Everett	41
2.3.3. Modélisation en $H(B)$	43
2.3.4. Identification et interpolation de la fonction d'Everett	43
2.3.5. Algorithme générale du modèle statique	46
2.3.6. Quelques cas particuliers	48
2.3.7. Résultats de validation du modèle statique	51
2.4. Le modèle LS dynamique	53
2.4.1. Validation des hypothèses	54
2.4.2. Validation du modèle complet.....	56
2.5. Conclusion	59
Chapitre 3. Application du modèle LS aux machines électriques	61
3.1. Méthodologie de calcul	62
3.2. Sensibilité des pertes fer au maillage et au pas de temps	64
3.2.1. Sensibilité au maillage.....	65
3.2.2. Sensibilité au pas de temps	69
3.2.3. Sensibilité à la courbe $B(H)$	70
3.3. Domaine de validité du modèle	71
3.4. Validations expérimentales	76
3.5. Impacts du process	80
3.6. Conclusion	84
Chapitre 4. Cartographie de pertes et optimisation de la commande.....	85
4.1. Méthodologie d'optimisation	86
4.2. Cas pratique.....	88
4.2.1. Résultats d'optimisation des pertes joules dans les conducteurs	88
4.2.2. Résultats d'optimisation des pertes totales	90
4.2.3. Comparaison des résultats d'optimisation	91
4.3. Conclusion	97
Conclusion.....	99
Bibliographie	103

INTRODUCTION GENERALE

Si la voiture était par le passé symbole de statut social, de liberté et d'indépendance, elle est actuellement de plus en plus perçue comme un simple moyen de se déplacer. Dans ces conditions, elle est souvent remise en cause particulièrement en ville pour le coût qu'elle représente, pour son efficacité énergétique faible, l'espace nécessaire à son accueil, la pollution à la fois chimique et sonore qu'elle engendre.

Au-delà de ces aspects, dans un contexte où les transports dépendent à 97% des produits pétroliers, l'automobile a de grandes implications géopolitiques qui nourrissent certains conflits et désordres planétaires. D'autre part, elle représente à elle seule 13% des émissions de CO₂ dans le monde et 20% en Europe et contribue fortement au réchauffement climatique. Elle est également responsable d'une part de la pollution atmosphérique par émissions de CO (monoxyde de carbone), HC (hydrocarbures imbrûlés), NOx (oxydes d'azote) et particules fines dont les conséquences sur la qualité de vie sont importantes. Malgré les progrès de la recherche et les normes antipollution qui permettent à une voiture conçue en 2004 d'émettre 4 fois moins de polluants qu'une voiture conçue en 1993 et 20 fois moins qu'en 1980, l'augmentation du nombre de véhicules en circulation a un impact environnemental notable.

La prise de conscience de ces aspects, se manifeste alors par des réglementations toujours plus strictes sur les émissions polluantes et la consommation des véhicules.

Dans ce contexte, la voiture électrique est une solution technique qui se propose de répondre au moins partiellement à ces problèmes.

En effet, la voiture électrique permet de réduire considérablement la pollution chimique de l'air en ville ainsi que la pollution sonore. En outre, son impact environnemental à l'usage est minimal du fait de la possibilité d'utiliser des sources d'énergie primaire renouvelables pour recharger la batterie. Son efficacité énergétique est accrue grâce au rendement de son moteur électrique supérieur à 90% et à la possibilité de récupérer l'énergie au freinage. En comparaison, dans un véhicule thermique traditionnel, l'énergie nécessaire à la mise en mouvement du véhicule est perdue, dissipée en chaleur dans les freins pour arrêter le véhicule. Le rendement de son moteur n'excède pas 40% dans le meilleur des cas et il est bien moindre en ville.

Cependant, cette technologie si elle comporte de nombreux avantages souffre également de quelques limitations. Ces limitations proviennent pour la plupart de la batterie. En effet, la technologie actuelle des batteries ne permet pas d'atteindre une autonomie comparable aux véhicules thermiques. La batterie est également un composant qui représente une source majeure de coût et dont la durée de vie est également limitée. Dans ces conditions, il est capital de maîtriser les sources de pertes qui pourraient réduire l'efficacité globale du système. D'autre part, l'industrie automobile, comme industrie de production de masse se caractérise par des contraintes qui peuvent se résumer sommairement en termes de coût, volume, performances et fiabilité.

Pour satisfaire ces critères, et de par la large plage de fonctionnement nécessaire pour la traction électrique, la machine électrique et ses composants sont soumis à des sollicitations extrêmes très éloignées des conditions auxquelles peuvent par exemple être soumis la plupart des moteurs industriels. Dans ces conditions, dans les machines électriques de traction, parmi l'ensemble des pertes, les pertes dans les tôles (pertes fer) ne sont pas négligeables. Les modèles traditionnels de pertes dans les matériaux magnétiques, la caractérisation des matériaux ainsi que les hypothèses sur lesquelles ils reposent sont alors poussés dans leur retranchement. Il en résulte une valeur de pertes fer en laquelle le concepteur ne pourra avoir qu'une confiance relative. Des pertes fer mal évaluées impacteront chacun des critères vus précédemment. Les pertes étant dissipées en chaleur, la température de fonctionnement sera mal évaluée, ce qui aura un impact sur la fiabilité. Dans le cadre d'une application où les pertes fer sont importantes, une mauvaise évaluation de celles-ci aura un impact sur les performances de la machine. Enfin, le biais introduit sur les performances et la fiabilité se répercutera sur les compromis faits avec les deux autres critères et impactera alors le coût et le volume.

En d'autres termes, la problématique qui se dégage est la suivante : comment modéliser avec une précision suffisante et réduire les pertes fer dans une application machine électrique de traction afin de les maîtriser et de répondre aux critères de l'industrie automobile et aux contraintes de la voiture électrique ?

Dans ce cadre, ce travail de thèse mené en collaboration avec l'entreprise Renault et le G2Elab apporte des éléments de réponse à cette problématique. L'entreprise Renault est l'un des premiers constructeur automobile à mettre à disposition de la société la technologie de la voiture électrique à un prix compétitif avec les voitures à moteur thermique en produisant et commercialisant en masse une gamme de quatre véhicules électriques. Le G2Elab est engagé sur les questions techniques en lien avec cette problématique depuis plusieurs années. En effet, au G2Elab, les travaux engagés pour modéliser les divers dispositifs électromagnétiques montrent une nette volonté de comprendre finement les phénomènes physiques et d'en déduire des modèles représentatifs. Ces travaux sur les matériaux, la mesure de leurs caractéristiques et leur modélisation ont donné naissance à plusieurs modèles dont le modèle "Loss Surface" (modèle LS) qui est implanté dans la version commerciale du code de calcul Flux.

Pour répondre à la problématique, nous aurons besoin d'un modèle de pertes fer précis, d'un modèle électromagnétique de la machine électrique et d'un couplage approprié de ces deux modèles afin de satisfaire aux contraintes de la conception et du développement de machines électriques dans l'industrie automobile (adaptabilité à différentes topologies de machines, simplicité de l'utilisation des outils, temps de calcul, etc.). Nous aurons également besoin de méthodes et méthodologies d'optimisation permettant de réduire ces pertes. Enfin il faudra appliquer toutes ces méthodes aux cas concrets de l'industrie.

Afin de présenter le travail réalisé ce manuscrit sera articulé en quatre chapitres.

Le premier chapitre introduit l'application machine électrique pour la traction dans le véhicule électrique. Un moteur spécifique correspondant à cette application est également présenté ; ce moteur servira de support pour les travaux de la thèse et les modèles et les méthodologies développés pendant la thèse lui seront appliqués. Les moyens de mesure utilisés ainsi que les notions de base nécessaires à la bonne compréhension des caractéristiques du matériau magnétique et les hypothèses faites lors de sa modélisation sont ensuite introduites. Enfin, la problématique de modélisation des pertes fer dans les machines électriques est présentée en évoquant différents outils de modélisation présents dans la littérature

Le deuxième chapitre présente un travail qui s'inscrit dans la continuité des travaux menés au G2Elab sur le modèle LS. Ce chapitre débute par un bref historique des travaux réalisés sur ce modèle d'hystérésis scalaire qui décompose les pertes en une contribution statique et une contribution dynamique. Ce modèle est basé sur une caractérisation expérimentale des tôles. Pour améliorer sa déclinaison sur une large variété de matériaux, nous avons ensuite redéveloppé la contribution statique du modèle afin qu'il soit plus facilement identifiable à partir des mesures du matériau sans pertes de précision majeure par rapport aux travaux précédents. Les hypothèses du modèle sont également explicitées. Enfin, les résultats du modèle sont comparés à l'expérience sur deux séries de cas tests exigeants afin d'évaluer les écarts résiduels d'estimation.

Le troisième chapitre détaille l'implémentation que nous avons faite de notre modèle au sein d'un code de calcul éléments finis afin d'évaluer les pertes fer des moteurs étudiés. Les sensibilités au maillage, au pas de temps et à la courbe $B(H)$ seront également présentées. L'imprécision des modèles étant parfois due à une quantité de mesures insuffisantes, nous proposerons une méthodologie permettant d'évaluer la pertinence de la plage des mesures effectuées face aux sollicitations réellement subies par le matériau au sein de notre application. Enfin des validations sur banc machine sont présentées. Quelques éléments bibliographiques sur les impacts du process de fabrication du circuit magnétique de la machine permettent enfin de mettre en lumière certaines limites du modèle en présentant des phénomènes non modélisés.

Le quatrième chapitre présente une méthodologie permettant d'utiliser le modèle de pertes fer couplé aux éléments finis électromagnétiques pour le calcul des performances et des pertes fer de la machine sur toute sa plage de fonctionnement. Ces résultats sont ensuite utilisés afin de trouver une commande optimale de la machine permettant de minimiser les pertes totales de la machine électrique. Cette démarche est appliquée sur un cas pratique. On montre des gains allant jusqu'à 50% de réduction des pertes totales de la machine dans certaines zones de fonctionnement par rapport à une optimisation dont l'objectif serait de minimiser uniquement les pertes dans les conducteurs de la machine.

On notera que si ces travaux sont développés dans l'objectif d'être appliqués aux spécificités et contraintes des moteurs de traction pour la voiture électrique, les modèles développés peuvent néanmoins, en respectant leurs hypothèses, être généralisés pour aider la conception et améliorer l'efficacité énergétique d'autres dispositifs.

Chapitre 1. Moteur pour application véhicule électrique et calcul des pertes fer

SOMMAIRE

1.1.	Introduction	16
1.2.	Specificités du moteur étudié et zone de fonctionnement	17
1.2.1.	Le moteur sur cycle	17
1.2.2.	Spécificités du moteur étudié	17
1.3.	Matériau magnétique doux et pertes fer	18
1.3.1.	Caractérisation des matériaux magnétiques doux	18
1.3.2.	Le comportement du matériau	20
1.4.	Calcul des pertes fer	26
1.5.	Conclusion	29

Résumé

Ce chapitre permet d'introduire l'application machine électrique pour la traction dans le véhicule électrique. Un moteur spécifique correspondant à cette application est également présenté ; ce moteur servira de support pour les travaux de la thèse et la méthodologie développée pendant la thèse lui sera appliquée. Les moyens de mesure utilisés ainsi que les notions nécessaires à la bonne compréhension des caractéristiques du matériau magnétique et les hypothèses faites lors de sa modélisation sont ensuite introduites. Enfin, la problématique de modélisation des pertes fer dans les machines électriques est présentée en évoquant différents outils de modélisation présents dans la littérature.

1.1. Introduction

Les moteurs électriques de traction pour application automobile sont caractérisés par une puissance comprise entre 20 kW et 300 kW. Ils sont alimentés par un onduleur de tension, lui-même connecté à une batterie. La tension batterie fixe la tension du bus continu. Cette tension peut varier en fonction de l'état de charge de la batterie. Le moteur électrique est également relié mécaniquement aux roues à travers un simple réducteur. Une voiture purement électrique ne possède généralement pas de boîte de vitesse. La boîte de vitesse n'est nécessaire que dans le cas des moteurs thermiques afin d'assurer une large plage de vitesse à puissance importante.

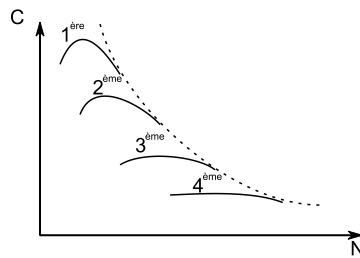


Figure 1 : Illustration du couple maximum à la roue d'un moteur thermique et sa boîte de vitesse pour différents rapports de boîte.

La Figure 1 donne un exemple du couple à la roue d'une voiture thermique pour différents rapports de boîte de vitesse. Un moteur électrique alimenté est capable de fournir une caractéristique couple-vitesse ayant la même allure que l'ensemble du moteur thermique accouplé à sa boîte de vitesse.

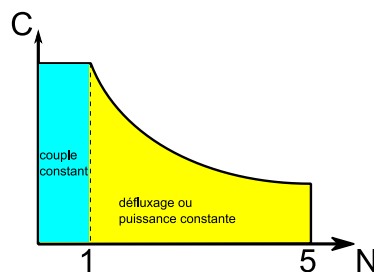


Figure 2 : Illustration de la courbe enveloppe d'un moteur électrique pour VE

On accouplera généralement le moteur électrique à un réducteur afin de pouvoir augmenter sa vitesse et donc réduire son encombrement. La zone correspondant aux basses vitesses s'appelle la zone à couple constant. Elle s'étend de la vitesse nulle à la vitesse dite « de base ». La zone correspondant aux hautes vitesses s'appelle la zone à puissance constante ou zone de défluxage. Elle s'étend de la vitesse de base à la vitesse maximale. On remarque que dans le cas d'un véhicule, le rapport de défluxage (rapport de la vitesse maximale sur la vitesse de base) du moteur électrique se situe entre 4 et 5. Un rapport de défluxage de cet ordre peut présenter une contrainte lors du choix de la technologie de machine électrique. On remarquera également que la traction électrique pour le véhicule électrique requière un moteur capable de balayer un grand nombre de points de fonctionnement allant de la vitesse nulle à la vitesse maximale et d'un couple nul, au couple maximum. Cet aspect jouera un rôle important dans le dimensionnement du moteur.

1.2. Spécificités du moteur étudié et zone de fonctionnement

1.2.1. Le moteur sur cycle

Afin de connaître les points de fonctionnement du moteur, on peut réaliser une cartographie représentant l'énergie fournie par le moteur au cours d'un cycle d'utilisation. Un cycle correspond à un parcours donné, réalisé par un conducteur donné, dans des conditions de circulation données. On s'attend à ce qu'en fonction du parcours, des conditions de circulation et du conducteur les résultats soient assez différents. Il est donc très difficile de raisonner sur un cycle type car il n'en existe pas. Il existe néanmoins un certain nombre de cycles normalisés qui peuvent être utilisés dans une première approche. Nous utiliserons ici les cycles Artémis. La Figure 3 présente la distribution de l'énergie consommée dans le plan couple vitesse, pour les trois cycles type (urbain, routier et autoroutier).

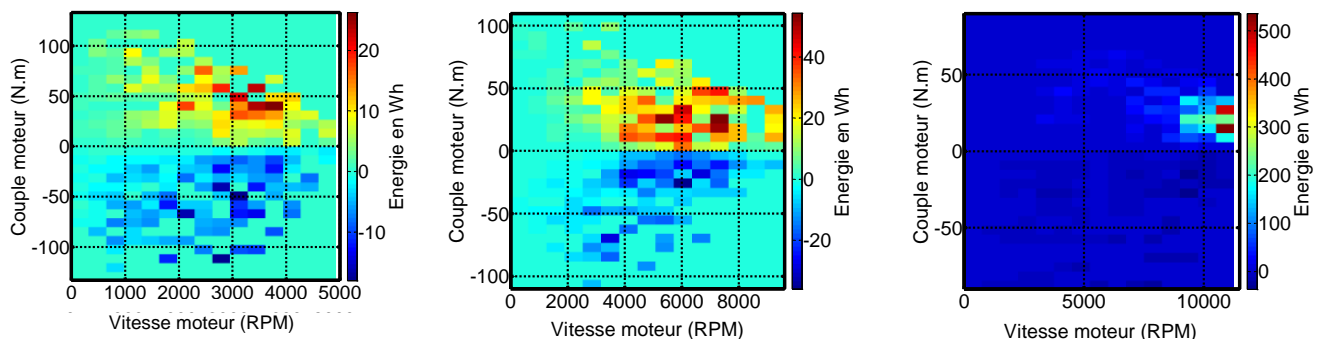


Figure 3 : Exemple de l'énergie mécanique fournie par le moteur d'un véhicule électrique sur un cycle Artémis urbain (gauche), routier (milieu), autoroutier (droite). Ces graphiques sont calculés sans dénivelé.

Pour les cycles urbains et routiers les pertes dues aux frottements aérodynamiques restent assez faibles face à l'énergie nécessaire pour mettre en mouvement la masse du véhicule. Sur le cycle autoroutier, l'énergie pour mettre en mouvement le véhicule est du même ordre de grandeur que l'énergie perdue par frottements aérodynamiques. La durée des différents cycles est à peu près identique.

Ces cycles peuvent être utilisés pour une visualisation rapide de l'énergie fournie par le moteur lors de l'utilisation du véhicule. On remarque que pour une utilisation variée pour laquelle l'automobiliste conduira en ville, sur route et sur autoroute, tous les points du plan couple vitesse sont importants. De plus, les figures présentées montrent des résultats sur terrain plat. La présence de dénivellation modifiera ces résultats. Il n'est donc pas possible de dégager un point particulier qui permettrait une optimisation du moteur sur un unique point de fonctionnement. Le moteur devra donc bénéficier d'un bon rendement sur toute sa plage de fonctionnement.

1.2.2. Spécificités du moteur étudié

Le moteur pris comme exemple pour l'étude est un moteur synchrone à rotor bobiné à pôles saillants. Il comporte 8 pôles et 48 dents. Son plan de tôle est présenté en Figure 4.

La particularité du moteur synchrone à rotor bobiné est de disposer de trois courants de commande I_d , I_q et I_f . Les courants I_d (courant dans l'axe d) et I_q (courant dans l'axe q)

correspondent à la projection sur un repère tournant lié au rotor des courants i_a , i_b , i_c présents au stator dans les phases a, b et c et le courant i_f correspond au courant dans la bobine d'excitation du rotor. Des triplets de commande I_d , I_q et I_f différents permettent d'aboutir à un même couple tout en respectant la limite de tension imposée par la batterie. Il faut alors définir un critère qui permettra de choisir le meilleur triplet de commande. Le critère généralement choisi concerne l'amélioration du rendement, mais on pourrait penser à d'autres critères liés à des aspects vibratoires ou acoustiques par exemple. Nous nous intéresserons par la suite plus particulièrement à l'amélioration du rendement. Le choix des meilleurs triplets de commande I_d , I_q et I_f permettant un rendement maximum revient à faire une optimisation sous contrainte de la commande. Il s'agit de déterminer en chaque point du plan couple-vitesse le triplet de commande (I_d , I_q , I_f) qui permettra de minimiser les pertes du moteur tout en atteignant le couple voulu et en tenant compte de la contrainte en tension imposée par la batterie. Nous appellerons par la suite « cartographie de commande optimisée » l'ensemble des triplets de commandes (I_d , I_q , I_f) permettant d'atteindre tous les points du plan couple vitesse de la machine électrique. Les pertes fer étant une composante importante dont la prédiction n'est pas bien maîtrisée, nous allons nous y attarder dans ce chapitre en précisant la forte sensibilité des pertes au matériau considéré et aux conditions réelles de fonctionnement de la machine.

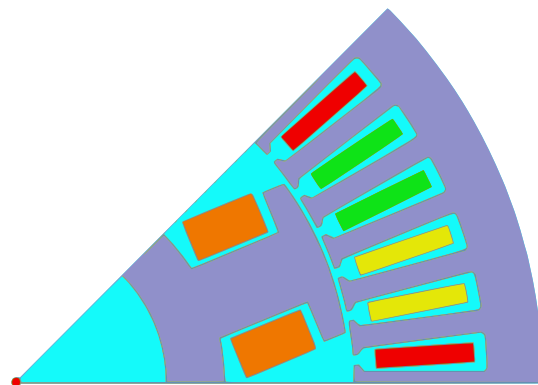


Figure 4 : Coupe d'un pôle du moteur étudié

1.3. Matériau magnétique doux et pertes fer

Les matériaux magnétiques doux utilisés dans la construction des machines électriques se présentent généralement sous forme d'un circuit magnétique en tôles empilées de fer pur ou faiblement alliés. On les appelle aciers électriques. Il s'agit d'un acier ferromagnétique doux à très faible teneur en carbone dont la perméabilité élevée lui permet de canaliser le flux au sein du moteur. Ce matériau se caractérise par un comportement non linéaire et hystérétique.

1.3.1. Caractérisation des matériaux magnétiques doux

Ce comportement non linéaire et hystérétique se manifeste lors de la mesure du matériau. Pour réaliser cette mesure, une bobine primaire impose un flux sinusoïdal au sein d'un circuit magnétique fermé constitué par le matériau à caractériser. La tension est également mesurée aux bornes d'une bobine secondaire entourant elle aussi l'échantillon. La loi de Faraday (1) permet de faire le lien entre la tension et l'induction si on la met sous la forme (2) avec N_2 le nombre de spires

de la bobine secondaire qui entoure l'échantillon et ne débite pas de courant, V_2 la tension aux bornes de la bobine secondaire, S la section de l'échantillon et B l'induction dans l'échantillon. L'intégration de la tension aux bornes de la bobine secondaire suffit alors pour déterminer l'induction.

$$e = -\frac{d\phi}{dt}, \quad (1)$$

$$V_2 = -N_2 \frac{dB}{dt} S, \quad (2)$$

La mesure du courant parcourant la bobine primaire permet à l'aide du théorème d'Ampère (3) de déterminer le champ H .

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = N_1 i \text{ ou } Hl = N_1 i. \quad (3)$$

Il suffit donc de mesurer la valeur du courant dès lors que le nombre de spires de la bobine primaire N_1 et la longueur l sont connus. Malheureusement, la pratique est rarement aussi simple que la théorie. En effet, selon les méthodes utilisées pour constituer le circuit magnétique, une aimantation parfaitement uniforme dans tout le circuit magnétique n'est pas toujours obtenue. Afin de s'assurer de la reproductibilité des résultats une longueur conventionnelle a été définie dans les normes régissant les différents moyens de mesure.

A titre d'exemple, la Figure 5 illustre la façon dont sont disposées les tôles au sein d'un cadre Epstein normalisé. L'induction prise en compte dans les mesures est celle qui existe dans les tôles au niveau des bobines bien que cela ne soit pas exact dans les coins du circuit magnétique. La longueur conventionnelle normalisée est schématisée par le pointillé placé au milieu des tôles et calculée en tenant compte de cet effet.

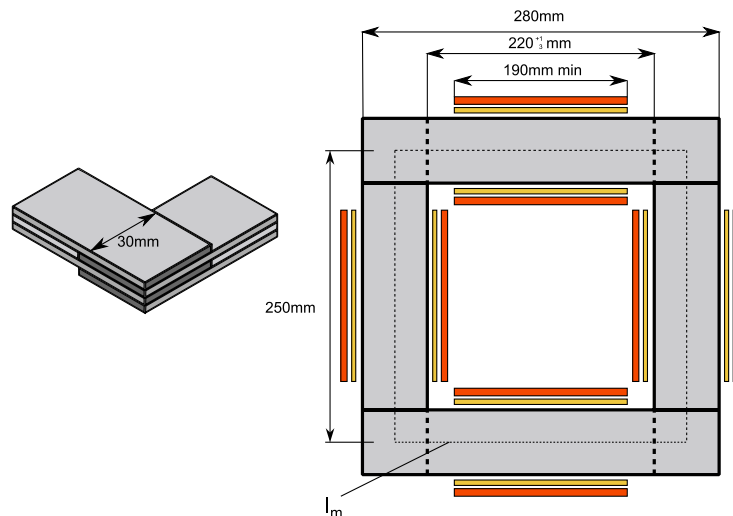


Figure 5 : Illustration d'un cadre Epstein. Le circuit magnétique est constitué des bandes de tôles à tester.

Pour certaines mesures, il est nécessaire d'exciter le matériau magnétique avec une variation parfaitement sinusoïdale de l'induction en fonction du temps. Dans ces cas, on utilise la tension aux bornes de la bobine secondaire pour asservir la variation de flux à celle que l'on souhaite.

Le banc de mesure utilisé au laboratoire pour caractériser les matériaux est schématisé sur la Figure 6. On y retrouve le cadre Epstein ainsi qu'un système de génération et d'acquisition de signaux. Des amplificateurs permettent de fournir la puissance nécessaire à l'aimantation du matériau. Un asservissement analogique sur la tension secondaire permet également de garantir que le flux au sein du matériau sera bien sinusoïdal.

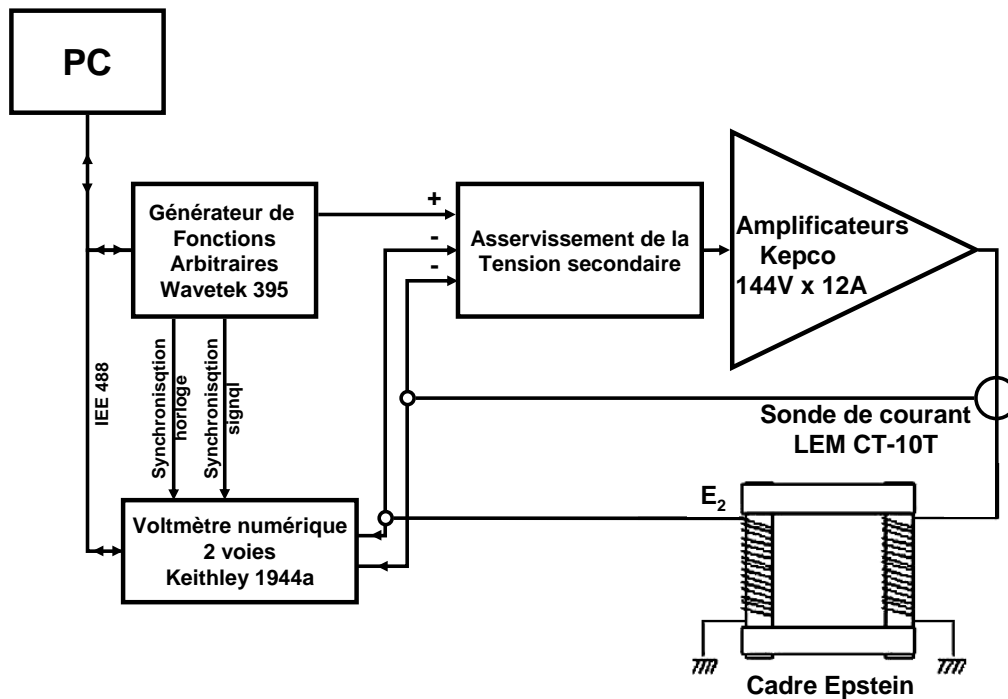


Figure 6 : Banc de caractérisation des tôles magnétiques [1]

Ces mesures nous permettent d'observer la non-linéarité du matériau qui sera d'autant marquée que l'induction imposée s'approchera de l'induction à saturation du matériau. On mesure également le comportement hystérétique dû aux phénomènes dissipatifs qui ont lieu au sein du matériau.

1.3.2. Le comportement du matériau

Lors de l'excitation du matériau par une induction sinusoïdale, on remarque que le champ magnétique au sein du matériau n'est pas sinusoïdal (Figure 7). Lorsqu'on trace l'induction magnétique en fonction du champ magnétique, un cycle d'hystérésis se dessine.

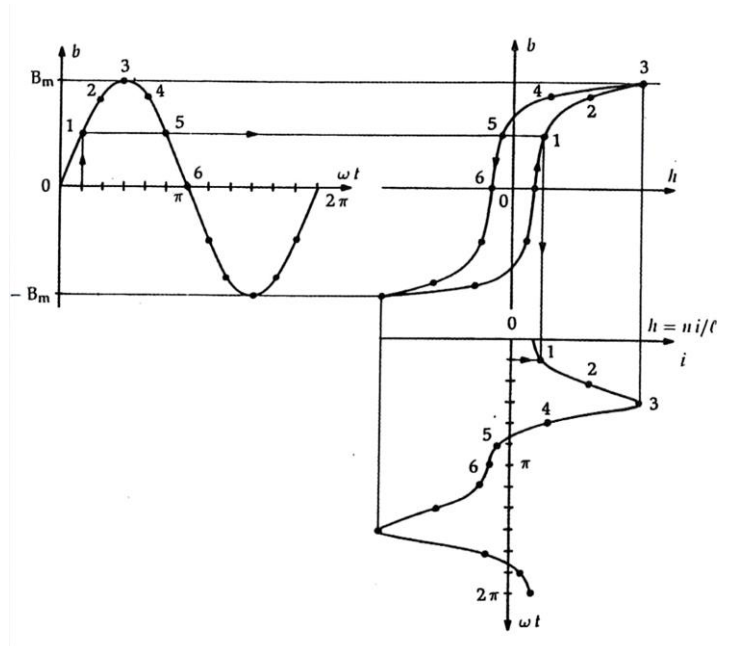


Figure 7 : Illustration de la réponse du matériau à son excitation pour une induction sinusoïdale. [séguier]

L'aire du cycle d'hystérésis est directement liée aux pertes dans le matériau.

On remarque (Figure 11 et Figure 12) lors de la caractérisation en induction sinusoïdale que les pertes fer sont directement liées à l'excitation du matériau. On remarque facilement sur des mesures en induction sinusoïdale que les pertes dépendent de l'induction crête ainsi que de la fréquence. On notera que lorsque la fréquence tend vers zéro, l'aire du cycle d'hystérésis n'est pas nulle.

La courbe B(H)

Le comportement hystérétique des matériaux magnétiques doux étant difficile à modéliser et à intégrer aux modélisations de dispositifs électromagnétiques (éléments finis, réseau de réluctance ou autre), le matériau magnétique doux est généralement représenté par une courbe non linéaire univoque. Cette courbe est représentée sur les Figure 8 et Figure 9. Elle est déterminée comme illustré sur la Figure 8 à une fréquence donnée à partir de plusieurs mesures à différents $B_{\text{crête}}$ généralement réalisées en induction sinusoïdale. Le maximum de B et de H de chacun des cycles d'hystérésis permet de déterminer chacun des points de la courbe univoque B(H) simplifiée du matériau.

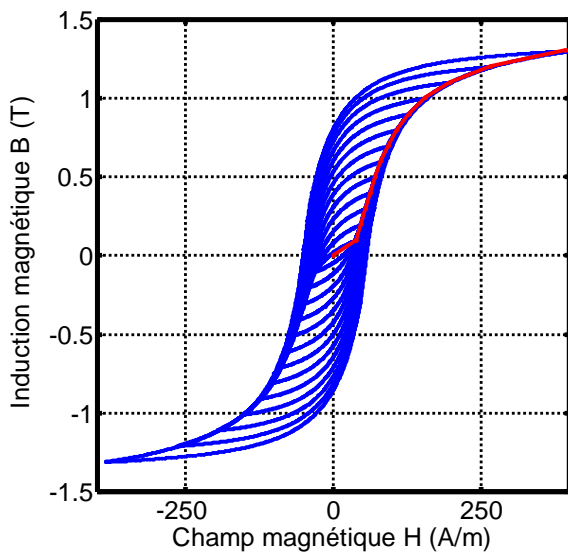


Figure 8 : Cycles mesurés à 10Hz sur une tôle M330-35 superposée avec la courbe BH.

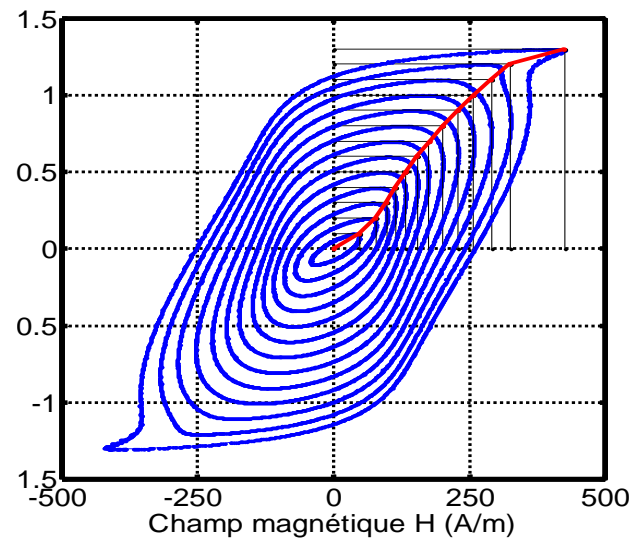


Figure 9 : Cycles mesurés à 800Hz sur une tôle M330-35 superposée avec la courbe BH.

La forme des cycles d'hystérésis étant différente lorsque la fréquence augmente, la courbe univoque $B(H)$ s'en trouve également affectée. On peut alors tracer l'évolution de cette courbe $B(H)$ représentant un comportement simplifié du matériau en fonction de la fréquence (Figure 10).

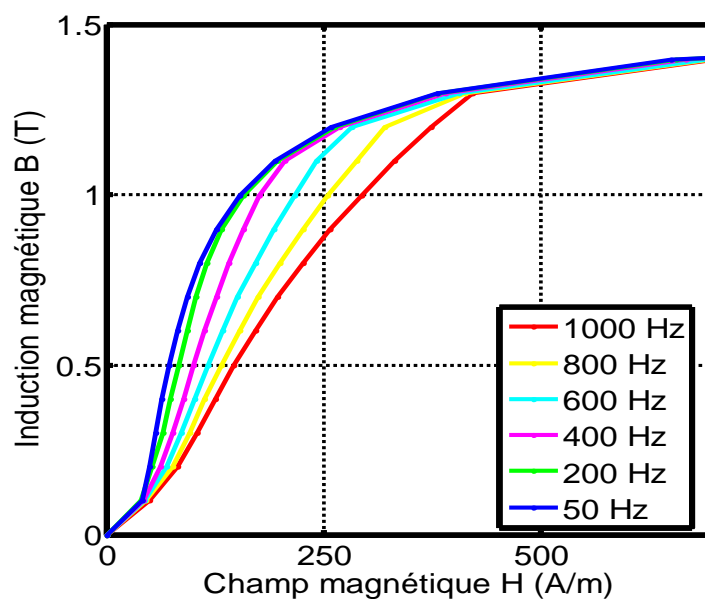


Figure 10 : Courbe univoque $B(H)$ mesurée pour différentes fréquences

L'utilisation de courbes $B(H)$ univoques pour représenter le matériau magnétique dans les outils de modélisation de dispositifs électromagnétiques fait alors disparaître le comportement hystérétique du matériau dans les résultats de simulations. Les pertes fer ne sont alors plus directement accessibles puisque dans ces modélisations le matériau magnétique n'a virtuellement plus de pertes. Pour remédier à ce problème, on adjoint à la modélisation électromagnétique un modèle de pertes a posteriori. Ce modèle de pertes prend généralement en entrée les résultats de la simulation électromagnétique du dispositif, c'est-à-dire l'évolution de l'induction au cours du temps

en tout point du circuit magnétique. Les caractéristiques magnétiques couramment disponibles auprès des aciéristes qui fabriquent les « aciers électriques » sont les valeurs de pertes en fonction de l'induction crête à 50 et 60 Hz avec des mesures faites en induction sinusoïdale. Plus rarement, on trouve des données plus complètes, à savoir les valeurs de pertes en induction sinusoïdale pour différentes inductions maximales et fréquences (Figure 11 et Figure 12).

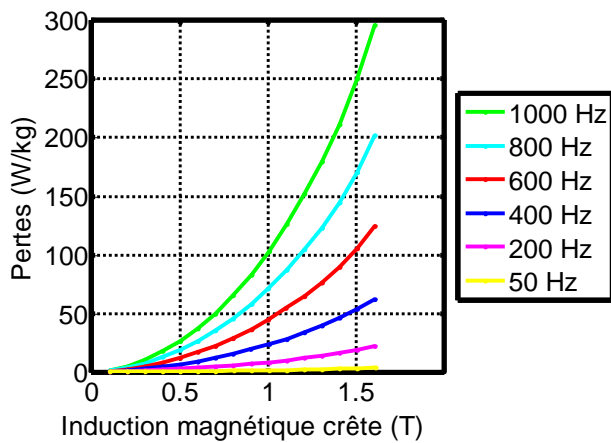


Figure 11 : Pertes en fonction de l'induction crête pour différentes fréquences d'une tôle M330-35A. Les mesures ont été faites en induction sinusoïdale.

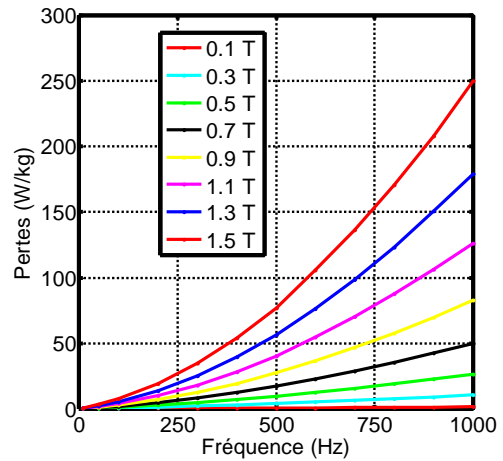


Figure 12 : Pertes en fonction de la fréquence pour différentes inductions crêtes d'une tôle M330-35A. Les mesures ont été faites en induction sinusoïdale.

A noter que de nos jours, la plupart des aciéristes possède des équipements numériques de caractérisation magnétique qui permettraient de mesurer directement le cycle d'hystérésis pour toutes les fréquences et inductions utiles. Pour l'instant, ces données ne sont jamais fournies.

Pertes fer en post traitement

On souhaite évaluer l'impact des approximations liées à l'utilisation d'une courbe $B(H)$ univoque pour le calcul d'un dispositif électromagnétique. Pour cela on considère un circuit magnétique comportant un entrefer (Figure 13).

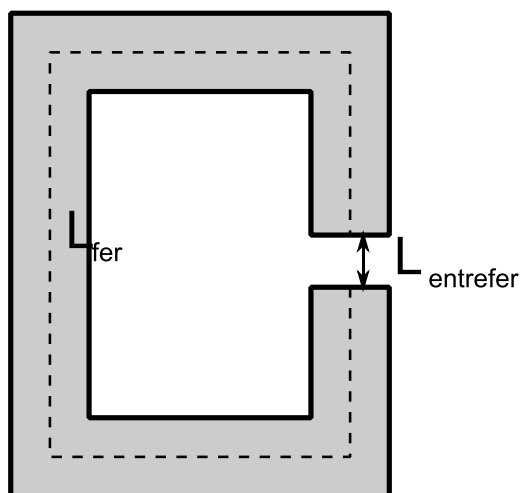


Figure 13 : Circuit magnétique simple comportant un entrefer

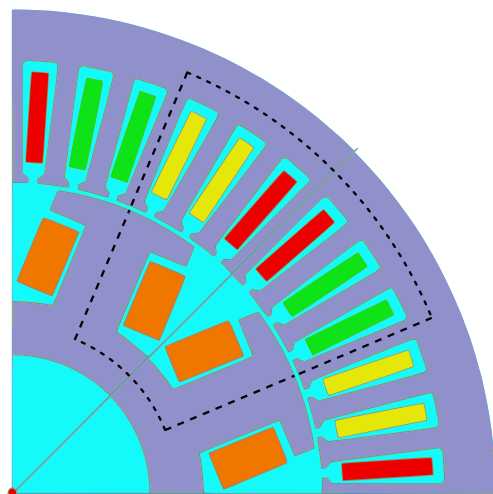


Figure 14 : Circuit magnétique réel.

On impose ensuite un courant dans la bobine entourant ce circuit magnétique. Le théorème d'ampère nous permet d'écrire

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = ni$$

$$HL_{fer} + HL_{entrefer} = ni \text{ et } B = \mu H$$

En supposant qu'il n'y a pas d'épanouissement des lignes de champs dans l'entrefer.

$$\frac{B}{\mu} L_{fer} + \frac{B}{\mu_0} L_{entrefer} = ni$$

$$\text{On obtient, } B = \frac{ni}{\frac{L_{fer}}{\mu} + \frac{L_{entrefer}}{\mu_0}}$$

Dans la zone de faible induction (jusqu'au coude de saturation), l'erreur pour calculer l'induction en prenant la courbe de première aimantation au lieu du cycle d'hystérésis est importante. Cependant, dans le cas d'un circuit avec entrefer, c'est aussi la zone pour laquelle le terme $L_{entrefer}/\mu_0$ est prépondérant devant le terme L_{fer}/μ . L'erreur introduite par l'hypothèse d'une loi de comportement univoque reste faible dans des circuits avec entrefer.

Dans la zone de forte induction (au-delà du coude de saturation), le terme $L_{entrefer}/\mu_0$ n'est plus négligeable devant L_{fer}/μ . On peut donc s'attendre à introduire une erreur dans le calcul de l'induction en prenant la loi de première aimantation pour représenter la matière. On peut supposer que cette erreur reste faible car dans cette zone, l'écart entre le cycle d'hystérésis et la loi de première aimantation est faible.

On peut donc en conclure que pour un circuit magnétique comportant un entrefer suffisamment grand et permettant de négliger le terme L_{fer}/μ devant $L_{entrefer}/\mu_0$, le calcul de l'induction n'est que très peu impacté par l'utilisation d'une courbe $B(H)$ univoque pour représenter le matériau. Si les mêmes conditions sont respectées, on conclura que l'évolution de la courbe $B(H)$ en fonction de la fréquence n'aura également qu'un impact limité sur le calcul de l'induction au sein du circuit magnétique. On peut donc extrapoler ces résultats et considérer que dans des conditions équivalentes, l'utilisation d'une unique courbe $B(H)$ pour décrire le matériau magnétique au sein d'un moteur n'aura pas d'influence significative sur les performances calculées (tensions induites, couple).

Evolution de l'induction magnétique au sein du moteur

On a pu voir que le matériau magnétique a un comportement hystérétique et non linéaire. On a également pu voir que sous certaines conditions, négliger le comportement hystérétique du matériau n'affectait que de manière négligeable le calcul de l'induction. Cependant, cette simplification interdit le calcul direct des pertes fer. Un modèle a posteriori devra alors être ajouté.

On a également pu voir précédemment que les pertes fer sont liées à l'évolution temporelle de l'induction. Afin de mieux comprendre les phénomènes qui se passent dans la machine, quatre points caractéristiques du circuit magnétique ont été choisis. Ces points sont caractéristiques de toutes les évolutions possibles de l'induction qui peuvent se rencontrer dans un moteur.

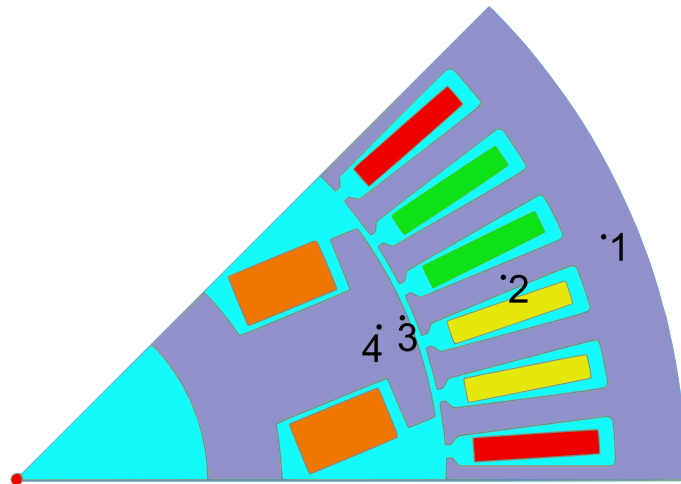


Figure 15 : Position des points choisis pour l'étude de l'induction dans le moteur, représentée sur 1/8^{ème} de machine.

Deux points sont situés dans la tête d'un pôle du rotor, les deux autres sont dans la culasse et au milieu d'une dent (Figure 12). Une simulation numérique en pas à pas dans le temps nous permet d'obtenir l'évolution de $B_x(t)$ et $B_y(t)$ pour chacun des points. Le point de fonctionnement simulé correspond à la puissance maximale à vitesse maximale. Il correspond donc à un point où le moteur fonctionne à très fort défluxage.

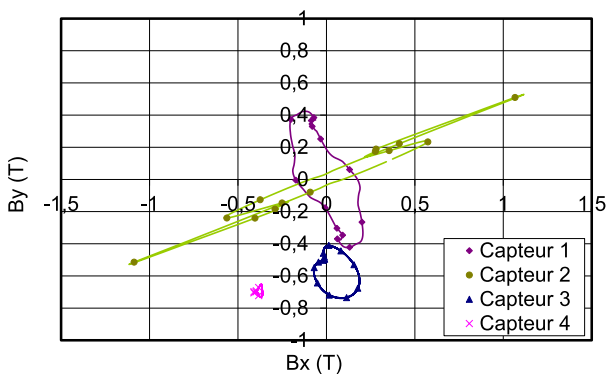


Figure 16 : Loci d'induction au cours d'une période électrique selon les directions x et y dans la culasse et une dent stator (resp. 1 et 2) et au niveau du rotor (3 et 4).

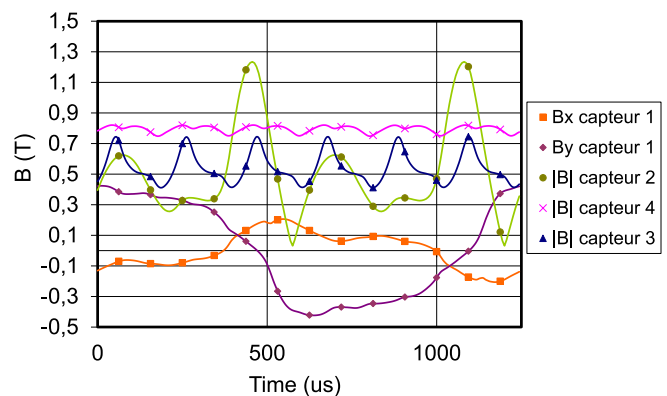


Figure 17 : Evolution de l'induction en différents points du moteur dans la culasse et une dent stator (resp. 1 et 2) et au niveau du rotor (3 et 4).

La Figure 16 montre le comportement spatial de l'induction sur une période électrique. On remarque que l'induction est plutôt unidirectionnelle au niveau de la dent, tandis qu'elle est clairement bi-directionnelle au niveau de la culasse. Si on regarde l'évolution de l'induction au cours du temps, on reconnaît une allure sinusoïdale au niveau de la culasse tandis que dans les dents, l'induction est fortement déformée par des harmoniques 3 et supérieures. Au rotor, on observe une forte composante continue autour de laquelle oscille l'induction. Ces oscillations sont dues à la modulation du flux par les encoches ainsi qu'à la répartition spatiales des bobinages.

Cette étude a permis de mettre en évidence une évolution fortement non sinusoïdale de l'induction au sein du moteur ainsi qu'un aspect bidimensionnel de cette évolution. Les pertes fer étant

calculées à partir de l'évolution de l'induction, il est indispensable avant même de considérer le modèle de pertes en lui-même d'obtenir ces évolutions avec suffisamment de précision pour pouvoir calculer les pertes fer précisément. En effet, l'utilisation d'un modèle au premier harmonique pour représenter des pertes fer sur un point de défluxage reviendrait à considérer une fréquence au moins 3 fois inférieure à celle des variations intervenant réellement au sein du moteur. C'est la raison pour laquelle la méthode des éléments finis a été choisie pour simuler le moteur dans la suite de la thèse.

1.4. Calcul des pertes fer

Les phénomènes physiques qui interviennent au sein des matériaux magnétiques doux sont très complexes. Ils peuvent être appréhendés à différentes échelles. Ils trouvent leur origine à une échelle microscopique dans le comportement magnétique de chaque atome et leur interaction au sein de la structure cristallographique du matériau. A un niveau mésoscopique, ces phénomènes microscopiques font apparaître des zones du matériau comportant une même direction d'aimantation, les domaines. Ces domaines sont délimités par des parois. Lors de l'application d'un champ extérieur, les domaines dont la direction d'aimantation est dans le sens du champ appliqué vont s'étendre en déplaçant leurs parois. La paroi étant la limite entre deux directions d'aimantation différentes, son déplacement engendrera localement une variation de flux. Cette variation de flux sera elle-même responsable de courant induit microscopique et donc de pertes. A l'échelle macroscopique, les phénomènes appréhendés aux autres échelles ressurgissent lors de la caractérisation du matériau par un comportement hystérétique non linéaire.

Afin de calculer les pertes fer dans les machines électriques, un modèle de pertes à l'échelle macroscopique est nécessaire. Il existe actuellement de nombreux modèles de pertes différents. L'état des lieux de ces modèles est présenté dans [2]. Une présentation très succincte sera reprise ici. Tous ces modèles sont basés sur un nombre plus ou moins élevé de mesures faites sur le matériau magnétique. Ces mesures peuvent alors être utilisées directement par le modèle. Elles peuvent également être utilisées pour identifier les paramètres de lois empiriques ou de lois émergeant de l'homogénéisation de modèles microscopiques.

On pourra également faire la distinction entre les modèles qui permettent de calculer les pertes directement à partir de l'évolution de l'induction et ceux qui passent d'abord par une phase permettant le calcul de l'hystérésis avant de calculer les pertes. Enfin, les phénomènes physiques au sein de matériaux différents comme les poudres de fer et les tôles n'étant pas les mêmes, on pourra également trouver des modèles plus adaptés que d'autres à certains matériaux.

Le modèle de Steinmetz est un modèle empirique basé sur l'équation de Steinmetz (SE) [3] permettant de calculer les pertes en fonction de la fréquence et de l'induction crête. Les trois coefficients C_{SE} , α et β sont déterminés à l'aide de mesures en régime sinusoïdal.

$$P_{Fe} = C_{SE} f^\alpha \hat{B}^\beta \quad (4)$$

Cette relation n'étant valable qu'en régime sinusoïdal, une première évolution vers une équation de Steinmetz modifiée a été proposée (MSE Modified Steinmetz Equation) [4]

$$P_{Fe} = C_{MSE} f_{eq}^{\alpha-1} \hat{B}^\beta f_r \quad (5)$$

Une fréquence équivalente est alors déterminée pour les inductions non-sinusoïdales.

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (6)$$

Avec $\Delta B = B_{max} - B_{min}$. Dans (5), f_r est la fréquence correspondant à la période nécessaire pour passer de B_{max} à B_{min} et retourner à B_{max} .

Dans une autre approche appelée équation de Steinmetz généralisée (GSE) [5] les pertes fer sont cette fois directement fonction de l'induction B et de sa dérivée temporelle dB/dt

$$P_{Fe} = \frac{1}{T} \int_0^T C_{GSE} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (7)$$

Les trois coefficients C_{GSE} , α et β sont déterminés à l'aide de mesures. On remarque que cette modélisation est sensible à la présence d'une composante continue étant donné que B(t) est explicitement présent dans l'équation. Cette équation se révèle néanmoins insuffisante lorsque des boucles mineures interviennent au niveau du cycle d'hystérésis. Pour pallier cela, l'équation de Steinmetz généralisée et améliorée (iGSE -improved GSE) [6] est introduite.

$$P_{Fe} = \frac{1}{T} \int_0^T C_{iGSE} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (8)$$

ΔB correspond à l'amplitude crête à crête de l'induction d'une boucle majeure ou mineure. Cette équation ne se suffit donc plus à elle-même et un algorithme simple doit permettre de l'appliquer à chaque boucle mineure et majeure. Ces équations sont généralement utilisées pour des matériaux de type poudre magnétique.

En utilisant le théorème de Poynting et les équations de Maxwell et en considérant le matériau homogène, on peut faire apparaître une séparation des pertes en un terme de pertes par hystérésis statique et un terme de pertes dynamiques par courant de Foucault [7].

$$P_{Fe} = P_{hyst} + P_{CF} = P_{hyst} + C_{CF} (f \hat{B})^2 \quad (9)$$

On trouve alors souvent dans le but de garder une expression analytique simple les pertes par hystérésis statiques exprimées sous la forme.

$$P_{hyst} = C_{hyst} f \hat{B}^2 \quad (10)$$

Les coefficients C_{hyst} et C_{CF} sont identifiés par des mesures faites sur le matériau. Si on considère un matériau ferromagnétique laminé en tôles suffisamment fines, que l'on néglige la saturation et qu'on fait l'hypothèse que l'induction reste homogène dans l'épaisseur de la tôle, on peut alors exprimer directement C_{CF} .

$$C_{CF} = \frac{\pi \sigma d^2}{6} \quad (11)$$

Les constante σ et d représentent respectivement la conductivité de la tôle et son épaisseur.

Une amélioration de ce modèle a été proposée par Bertotti par l'ajout d'un terme supplémentaire permettant de prendre en compte les phénomènes de domaines et de parois au sein de la tôle [8] [9] [10] [11].

$$P_{Fe} = P_{hyst} + P_{CF} + P_{ex} = P_{hyst} + C_{CF} (f\hat{B})^2 + C_{ex} (f\hat{B})^{\frac{3}{2}} \quad (12)$$

Le coefficient C_{ex} supplémentaire est alors lié à ces phénomènes et identifié comme les autres par des caractérisations en induction sinusoïdale.

Telle que présentée, l'équation (12) ne permet de calculer les pertes que pour une induction sinusoïdale. C'est pourquoi une généralisation est proposée dans [12].

$$P_{Fe}(t) = P_{hyst}(t) + C'_{CF} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 + C'_{ex} \left(\frac{dB}{dt} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (13)$$

On peut noter qu'il existe des relations entre les coefficients C_{CF} et C'_{CF} d'une part et C_{ex} et C'_{ex} d'autre part. Un autre moyen permettant de généraliser l'expression (12) consiste à utiliser l'analyse de fourrier pour calculer les pertes dynamiques.

Ces derniers modèles introduisent la séparation des pertes, en pertes par hystérésis statique d'une part et en pertes dynamiques, elles-mêmes décomposées en pertes par courant de Foucault classiques et pertes par excès d'autre part. Ils sont plus particulièrement mises en oeuvre au calcul des pertes dans les tôles. Ces modèles ont cependant deux limitations. La première limitation vient de la modélisation des pertes par hystérésis statique. Dans le cas d'une modélisation simple des pertes statiques comme présenté dans (10), ni les pertes dues aux boucles mineures, ni les pertes dues aux effets bidimensionnels de l'induction ne sont modélisés. L'autre limite vient du fait que les pertes sont calculées à partir de coefficients déterminés à partir de caractérisation. Dans l'application machine électrique de traction la plage de fréquence (harmonique compris) varie très largement. Il devient alors très difficile de déterminer un seul jeu de coefficients permettant de bien représenter les caractéristiques du matériau pour toutes ces fréquences.

Pour contourner la première limitation, une solution consiste à rajouter des termes correspondants aux pertes dues aux pertes rotationnelles [13].

$$P_{hyst} = C_{hyst} \left(1 + \frac{B_{min}}{B_{max}} (r - 1) \right) f B_{max}^2 \quad (14)$$

Le paramètre r doit alors être déterminé par des essais en champ tournant, plus complexes à réaliser que les essais en champ alternatifs unidirectionnels.

Une solution pour prendre en compte les boucles mineures consiste à modéliser les pertes par hystérésis statique à l'aide d'un modèle d'hystérésis prenant en compte les boucles mineures [14]. Il existe beaucoup de modèle d'hystérésis [15], [2]. Ils ont en général besoin de données plus détaillées issues de cycles d'hystérésis. Il y a des modèles basés sur des équations analytiques, ou bien exploitant directement les points de mesures des cycles d'hystérésis mesurés. Certains sont basés sur des considérations mathématiques issues du comportement macroscopique du matériau, d'autres sur des considérations énergétiques régissant le magnétisme aux échelles

micro ou meso-scopiques, enfin d'autres sont basés sur des analogies avec d'autres domaines physiques (modélisations par des frottements secs et visqueux). Parmi ces modèles, le modèle de Jiles et le modèle de Preisach sont très documentés [16] [17], [18]. Le premier est basé sur des expressions analytiques faisant intervenir des paramètres à identifier. Son identification peut alors se révéler fastidieuse par contre son exécution est relativement rapide. Le modèle de Preisach quant à lui connaît de nombreuses variantes. Certaines d'entre elles permettent d'exploiter assez directement les points de mesures des cycles d'hystérésis caractérisés. Ce modèle a la réputation d'être plus lent à calculer [19].

Afin de mieux modéliser les pertes dynamiques lorsque les paramètres du modèle ne suffisent plus à bien représenter les pertes sur une large plage de fréquence, d'autres approches ont été établies. L'une de ces approches consiste à complexifier l'expression (12) en y rajoutant un certain nombre de paramètres pour permettre d'étendre la validité du modèle sur la plage de fréquence voulue [20]. D'autres utilisent, comme dans le logiciel JMAG, des jeux de paramètres identifiés pour chaque fréquence [21]. Enfin d'autres approches comme le modèle LS (Loss Surface) utilise les points de mesures des cycles d'hystérésis caractérisés pour différentes fréquences afin de déterminer la contribution dynamique des pertes. Enfin, le modèle de Preisach généralisé s'affranchit de la séparation des pertes et permet de modéliser le cycle d'hystérésis en tenant compte directement des pertes dynamiques [22].

1.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu que le moteur électrique accompagné d'un réducteur permettait de couvrir la même plage de fonctionnement qu'un moteur thermique accompagné de sa boîte de vitesse. Cette simplification mécanique nécessite néanmoins de faire travailler le moteur sur une grande plage de vitesses et avec des régimes de défluxage. De par sa conception et sa plage de fonctionnement on retrouve au sein du moteur une évolution de l'induction qui s'écarte sensiblement d'une simple sinusoïde et impacte fortement le niveau des pertes fer. En effet, la présence des harmoniques engendre des pertes très supérieures aux pertes attendues lors d'une approche de modélisation au fondamentale. Il est dès lors nécessaire de modéliser le moteur suffisamment finement pour prendre en compte ces évolutions. Le modèle de pertes fer devra ensuite être capable à partir de l'évolution de l'induction au sein du moteur de calculer les pertes fer a posteriori. Le modèle de pertes fer se basera alors sur un certain nombre de caractérisations faites sur le matériau pour généraliser le comportement de la tôle dans le cas d'une évolution quelconque de l'induction pour calculer les pertes fer.

Chapitre 2. Analyse et amélioration du modèle LS

SOMMAIRE

2.1.	Introduction	32
2.2.	Historique du modèle LS.....	32
2.3.	Le modèle LS statique.....	34
2.3.1.	Le modèle de Preisach.....	35
2.3.2.	Modélisation de l'aimantation par la fonction d'Everett	41
2.3.3.	Modélisation en $H(B)$	43
2.3.4.	Identification et interpolation de la fonction d'Everett.....	43
2.3.5.	Algorithme générale du modèle statique	46
2.3.6.	Quelques cas particuliers	48
2.3.7.	Résultats de validation du modèle statique.....	51
2.4.	Le modèle LS dynamique	53
2.4.1.	Validation des hypothèses	54
2.4.2.	Validation du modèle complet.....	56
2.5.	Conclusion	59

Résumé

Ce chapitre traite de la modélisation des phénomènes dissipatifs dans les matériaux magnétiques doux par le modèle LS. C'est un modèle d'hystérésis dynamique scalaire permettant de prédire la dépendance du comportement magnétique du matériau en fonction de la fréquence et de la forme d'onde de l'excitation. Nous présentons en détail le fonctionnement de ce modèle en précisant les hypothèses sur lesquelles il repose et en les validant. Puis, nous proposons des améliorations en termes d'identification et de précision. Enfin, les résultats du modèle sont comparés à l'expérience sur deux séries de cas test (24 et 63 cas) afin d'évaluer les écarts résiduels d'estimation.

2.1. Introduction

La plupart des modèles de pertes fer s'attachent à reconstituer directement les pertes, en général à partir de l'évolution de l'induction dans la tôle. Le modèle LS, s'il reste à un niveau macroscopique, s'attache quant à lui, à reconstituer le comportement hystérétique des matériaux magnétiques doux. Ce n'est qu'une fois les cycles d'hystérésis reconstruits, que les pertes sont calculées. Il y a donc une étape supplémentaire avant d'accéder aux pertes fer mais elle permet de se rapprocher d'avantage des phénomènes intervenant dans les tôles, de gagner en précision et d'autre part de disposer de la loi hystérétique du matériau plus riche en informations que les simples pertes. L'identification du modèle LS est basée sur un certain nombre de mesures expérimentales. Ces mesures ainsi que le modèle lui-même ont évolué au cours des différents travaux sur cette thématique. Un bref historique de l'évolution du modèle est présenté dans le paragraphe suivant.

2.2. Historique du modèle LS

Dans les travaux de recherche d'Afef Lebouc [23], les observations faites sur les pertes en régime trapézoïdal montrent que ces pertes dépendent en grande partie du niveau d'induction B ainsi que de son évolution temporelle dB/dt . La littérature du domaine montre également que l'évolution de l'induction dB/dt est une variable significative lorsqu'on s'intéresse aux phénomènes ayant lieu au sein de la tôle [24]. En effet, le champ nécessaire au déplacement d'une paroi est proportionnel à la variation de flux, ce que Kittel a montré expérimentalement [25]. D'autre part, le terme dB/dt apparaît également dans d'autres modèles comme dans certaines évolutions plus récentes du modèle de Bertotti [12], [26]. Le choix a donc été fait de se baser sur ces paramètres pour construire le modèle LS.

Dans la première approche développée par Cester [27], le modèle est basé sur la connaissance d'une surface de réponse réalisée à partir d'un grand nombre d'essais expérimentaux. En effet, les progrès au niveau de l'instrumentation et de l'informatique laissaient augurer qu'il serait possible de réaliser facilement un grand nombre de mesures. Les trois paramètres ont été retenus pour représenter le comportement de la tôle : l'induction crête du cycle $B_{crête}$, la valeur instantanée de l'induction B et son taux d'évolution avec le temps dB/dt . La surface de réponse obtenue à partir des mesures représente le champ obtenu pour chaque $B_{crête}$, B et dB/dt . Il s'agissait en réalité d'un ensemble de surface (une surface par $B_{crête}$ mesuré). On peut noter cette surface $H(B_{crête}, B, dB/dt)$. Les mesures permettant de la construire sont réalisées à partir d'un balayage en fréquence d'un signal triangulaire permettant de réaliser des cycles à dB/dt constant. En relevant tous les cycles, ce balayage permet d'obtenir une surface $H(B, dB/dt)$. L'opération est ensuite répétée pour différentes valeurs de $B_{crête}$. Les résultats correspondent alors à un ensemble de surfaces.

Cette première version se heurte à plusieurs difficultés. La quantité de mesures à réaliser est assez importante. Cela amène également une quantité importante de données à traiter et à mettre en forme pour réaliser le modèle. Si cela représentait une quantité importante de données pour les ordinateurs de l'époque, ce n'est plus vraiment le cas aujourd'hui. Un autre problème plus épineux intervenait lors de l'apparition de cycles mineurs décentrés. Ces cycles n'étaient pas reproduits

correctement à cause des discontinuités des surfaces (intervenant pour $dB/dt=0$ correspondant aux cycles quasistatiques).

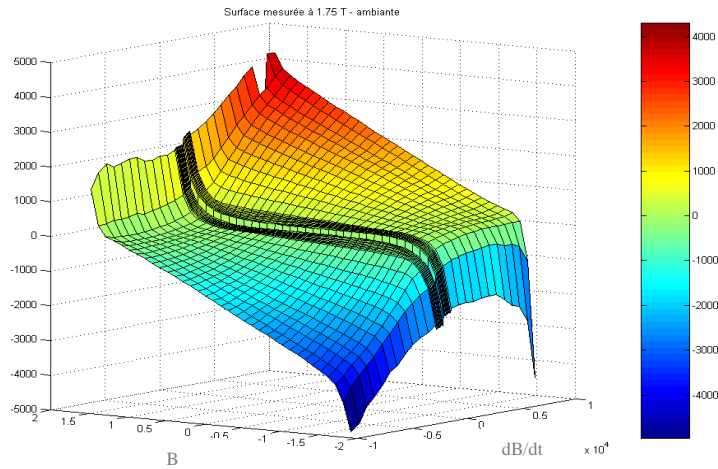


Figure 18 : Illustration d'une surface $H(B, dB/dt)$ et de la discontinuité en quasi statique.

Ce modèle a donc connu une nouvelle évolution dans le cadre de la thèse de Chevalier [1]. Suite à une analyse des différentes surfaces $H(B_{crête}, B, dB/dt)$, ce dernier a montré que la contribution dynamique au cycle d'hystérésis est une surface indépendante de l'induction crête utilisée pour la caractériser. Il proposa alors une nouvelle représentation, dans laquelle le champ $H(t)$ est décomposé en deux contributions : l'une appelée statique H_{stat} représentant le comportement dans le cas où dB/dt est quasi-nul et décrite par un modèle d'hystérésis statique et une autre appelée dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$ déterminée expérimentalement en régime dynamique.

Cette surface caractéristique est obtenue par la différence entre les cycles obtenus à fréquence variable et le cycle quasistatique. Ainsi, dans cette nouvelle mouture du modèle, le paramètre $B_{crête}$ disparaît et une seule surface dynamique $H_{dyn0}(B, dB/dt)$ est alors nécessaire. Elle est déterminée expérimentalement pour $B_{crête0} = B_{max}$, pris le plus élevé possible afin de représenter au mieux le matériau.

Ces travaux ont ensuite été poursuivis dans le cadre de la thèse de Gautreau [28] et ont contribué à l'amélioration de la précision du modèle LS. Pour ce faire, le modèle statique a été modifié afin de mieux reconstituer les boucles mineures, en particulier celles obtenues autour d'un point de polarisation continue. La surface dynamique est interpolée de manière polynomiale et permet une mise en œuvre et une exploitation plus facile et plus rapide du modèle.

Dans la thèse de Li [29], le modèle a ensuite été utilisé afin de modéliser des tôles Fer Cobalt. Des validations du modèle sur ces tôles en particulier ont été réalisées. Le modèle a ensuite été appliqué au calcul des pertes fer sur des alternateurs automobile.

Dans sa mouture actuelle, le modèle LS est un modèle d'hystérésis scalaire qui permet le calcul des pertes en reconstruisant le cycle d'hystérésis au sein du matériau. Le cycle d'hystérésis est donc reconstruit en faisant la somme d'une contribution statique et d'une contribution dynamique présentée dans la relation (15). Cependant contrairement à d'autres modèles, on ne fait pas la distinction dans la contribution dynamique entre les pertes classiques par courants induits macroscopiques et les pertes par excès attribuées aux courants induits locaux microscopiques

engendrées par la structure en domaines magnétiques du matériau et les déplacements des parois de Bloch.

$$H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{stat}\left(B, \text{histoire}\right) + H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (15)$$

Un modèle spécifique se cache derrière chacune de ces contributions. Afin d'avoir une idée de l'importance relative de chacune de ces contributions, on peut tracer les pertes par cycle en fonction de la fréquence pour une tôle M330-35A qui est prise comme exemple dans toute notre étude (Figure 19).

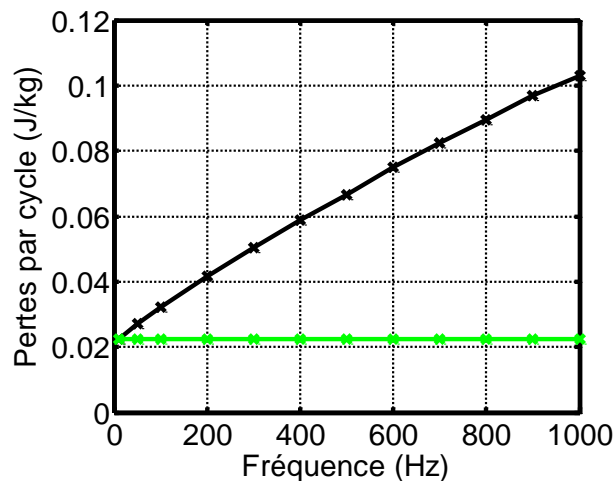


Figure 19 : Pertes par cycle en fonction de la fréquence (courbe du haut), Pertes par cycle quasi-statique (courbe du bas). Mesures faites sur cadre Epstein à 1 T crête en induction sinusoïdale sur une tôle FeSi NO M330-35A.

Pour cette nuance de tôles et à cette induction, les pertes dynamiques deviennent plus importantes que les pertes statiques à environ 200 Hz. A la fréquence maximale du moteur (800 Hz), les pertes quasi-statiques représentent moins de 25% des pertes totales. Cela signifie qu'une erreur de modélisation importante dans le modèle statique n'aura qu'une faible influence sur les pertes à fréquence maximale, tandis qu'à faible fréquence, une erreur sur le modèle statique se verra plus fortement. L'inverse sera également vrai pour une erreur sur le modèle dynamique.

2.3. Le modèle LS statique

Dans le passé, le modèle statique se basait sur des modèles d'hystérésis analytiques. Un certain nombre de paramètres était alors déterminé à partir de quelques mesures à basse fréquence. La détermination de ces paramètres pouvait parfois s'avérer difficile et nécessitait une connaissance fine de l'algorithme du modèle statique. Dans cette nouvelle version, on se propose d'utiliser un modèle largement répandu dans la littérature, le modèle de Preisach. Nous reprendrons globalement la démarche de Benabou présentée dans [18]. Une nouvelle formulation $H(B)$ du modèle sera introduite afin d'obtenir le champ magnétique à partir de l'évolution de l'induction. L'utilisation de ce modèle permettra de simplifier grandement la phase d'identification puisqu'aucun coefficient n'est à déterminer. Les mesures sont utilisées presque directement. On s'attend également à une augmentation de la précision du modèle. Comme souvent, cette

précision accrue signifiera un temps de calcul un peu plus long. Il est cependant possible de mettre en place certaines astuces de calcul pour limiter cet inconvénient.

2.3.1. Le modèle de Preisach

Le modèle de Preisach a fait et fait toujours l'objet de nombreuses études et travaux depuis son invention en 1935 par le physicien allemand du même nom [30]. Il existe de nombreuses approches permettant de mettre en œuvre l'identification du modèle ainsi que le modèle de Preisach lui-même. Après avoir introduit les principes de base du modèle, les développements spécifiques du modèle qui ont été choisis seront détaillés.

Le modèle de Preisach se base sur un ensemble de commutateurs bistables aussi appelés hystérons (Figure 20).

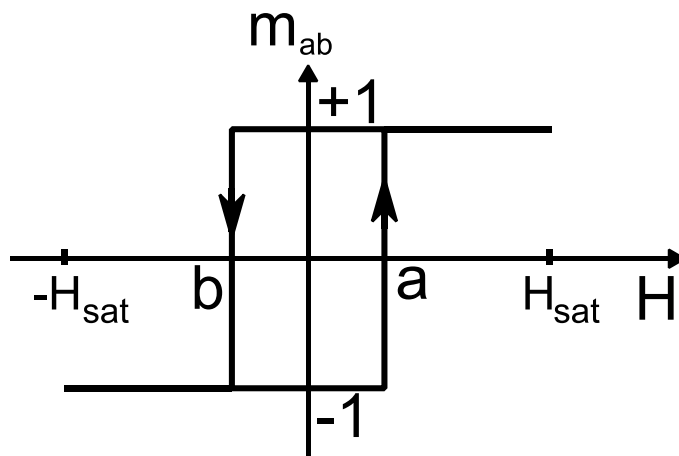


Figure 20 : Exemple de commutateur bistable (ou hystéron) utilisé dans le modèle de Preisach

Dans le cas où on représente la matière par un unique hystéron, alors, lorsque le champ appliqué varie entre une valeur inférieure à b et supérieure à a , on obtient le cycle d'hystérésis de la Figure 20. On remarque que l'orientation du cycle d'hystérésis permettant de modéliser un phénomène dissipatif impose la condition : $b \leq a$.

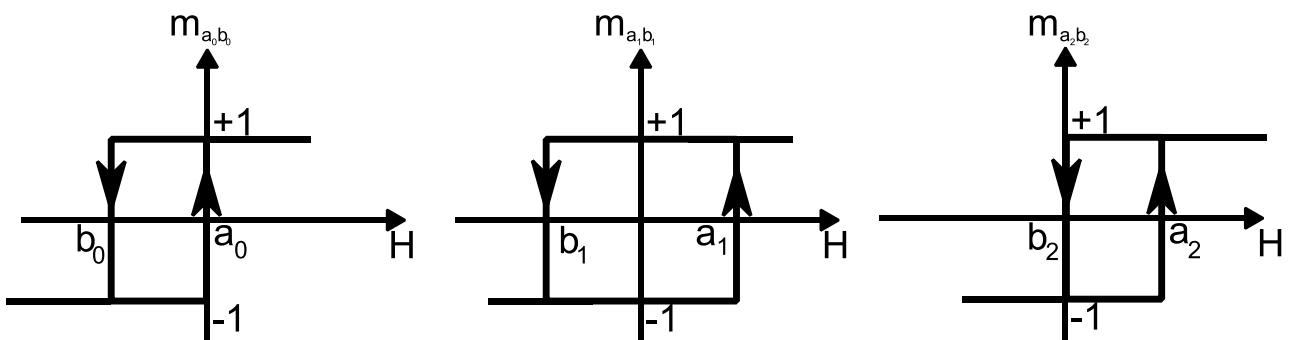


Figure 21 : Exemple de trois hystérons différents.

On prend maintenant le cas où la matière est représentée par trois hystérons (Figure 21). En faisant varier le champ H entre une valeur inférieure à b_0 et une valeur supérieure à a_2 , la somme de ces trois hystérons est obtenue par le cycle d'hystérésis représentée sur la Figure 22.

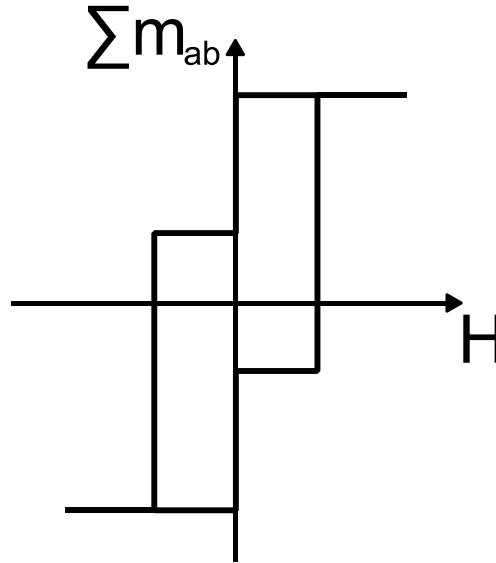


Figure 22 : Exemple d'un cycle d'hystérésis obtenu à partir des trois hystérons de la Figure 21 en considérant un poids identique pour chacun.

Afin d'ajuster la forme du cycle d'hystérésis au plus près des caractéristiques réelles du matériau mesurée, on affecte chaque hystéron d'un poids différent. En choisissant d'affecter un poids $p(a_0, b_0)=p(a_2, b_2)=0,1$ au premier et au dernier hystéron de la Figure 21, et un poids $p(a_1, b_1)=0,8$ à celui du milieu, on peut tracer le cycle d'hystérésis de la Figure 23. On peut définir l'aimantation dans le cas d'une modélisation par trois hystérons par la relation (16). $p(a, b)$ est appelé fonction de distribution de Preisach ou densité de probabilité de Preisach.

$$M = M_s \sum_{i=0}^2 [p(a_i, b_i) m_{a_i b_i}] \quad (16)$$

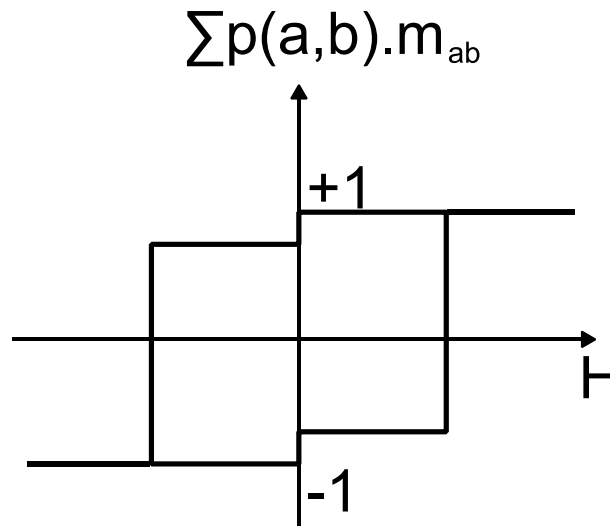


Figure 23 : Exemple d'un cycle d'hystérésis obtenu à partir de trois hystérons de la Figure 21 en considérant un poids de 0.1 pour le premier, 0.8 pour le deuxième et 0.1 pour le dernier.

Afin de faciliter les représentations dans le cas d'un grand nombre d'hystérons, on introduit le plan de Preisach (Figure 24). Sur la Figure 24, trois hystérons sont représentés. Ils sont positionnés sur le plan (a,b) par les valeurs a_i et b_i définissant leurs niveaux de commutation. Ainsi, les points 1, 2 et 3 correspondent respectivement aux hystérons de gauche, du milieu et de droite sur la Figure 21.

Le comportement quasi-statique d'un matériau magnétique peut être caractérisé par son cycle d'hystérésis majeur à saturation. En pratique, on dispose d'un cycle approché défini par H_{max} et B_{max} qu'on notera par la suite et par abus de langage H_{sat} et B_{sat} . Le champ d'excitation évoluant entre $[-H_{sat}, +H_{sat}]$, les hystérons nécessaires à la modalisation de ce matériau auront des valeurs de commutation a et b incluses dans l'intervalle $[-H_{sat}, H_{sat}]$. A cette condition s'ajoute la condition $b \leq a$ liée au caractère dissipatif de l'hystérésis vu précédemment. De ce fait, seuls les hystérons situés dans le triangle de la Figure 24 serviront à la modélisation. Ce triangle est aussi appelé plan de Preisach.

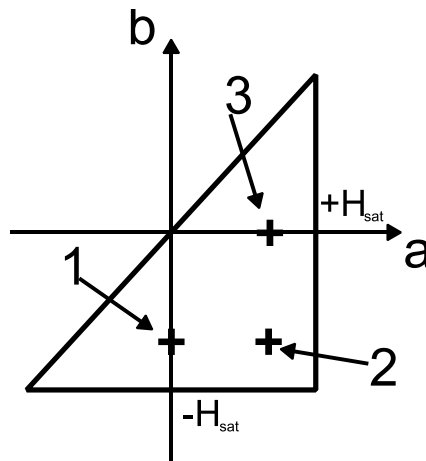


Figure 24 : Représentation des trois hystérons de la Figure 21 sur le plan de Preisach.

Le plan de Preisach permet de visualiser simplement les hystérons dont l'état est à 1 ($m_{ab}=1$) et ceux dont l'état est à -1 ($m_{ab}=-1$) par deux surfaces séparées par une ligne brisée. La Figure 25 illustre la construction du cycle majeur dans le cas des trois hystérons présentés précédemment et d'un champ magnétique triangulaire évoluant entre $-H_{sat}$ et $+H_{sat}$. On remarque que les points inclus dans la surface colorée en jaune correspondent à des hystérons à l'état +1, tandis que les autres sont à l'état -1 (zone blanche). La délimitation de ces zones est ici une simple droite. Lorsque, le matériau est saturé par un champ négatif égal à $-H_{sat}$ (première ligne) tous les hystérons du plan de Preisach sont à l'état -1 (le triangle est blanc). Lorsque le champ H augmente et passe au-delà du seuil de commutation a_i de certains hystérons, ces hystérons passent alors à la valeur +1 (représenté par la surface colorée). Sur la Figure 25, lorsque le champ H est croissant, la ligne séparant les hystérons à l'état +1 de ceux à l'état -1 est verticale et se déplace horizontalement car le seuil a_i (sur l'axe des abscisses) d'un hystéron doit être dépassé pour qu'il change d'état. Lorsque le champ H est décroissant, la ligne séparant les hystérons à l'état +1 de ceux à l'état -1 est alors horizontale et se déplace verticalement car le seuil b_i (sur l'axe des ordonnées) d'un hystéron doit être dépassé pour qu'il change d'état.

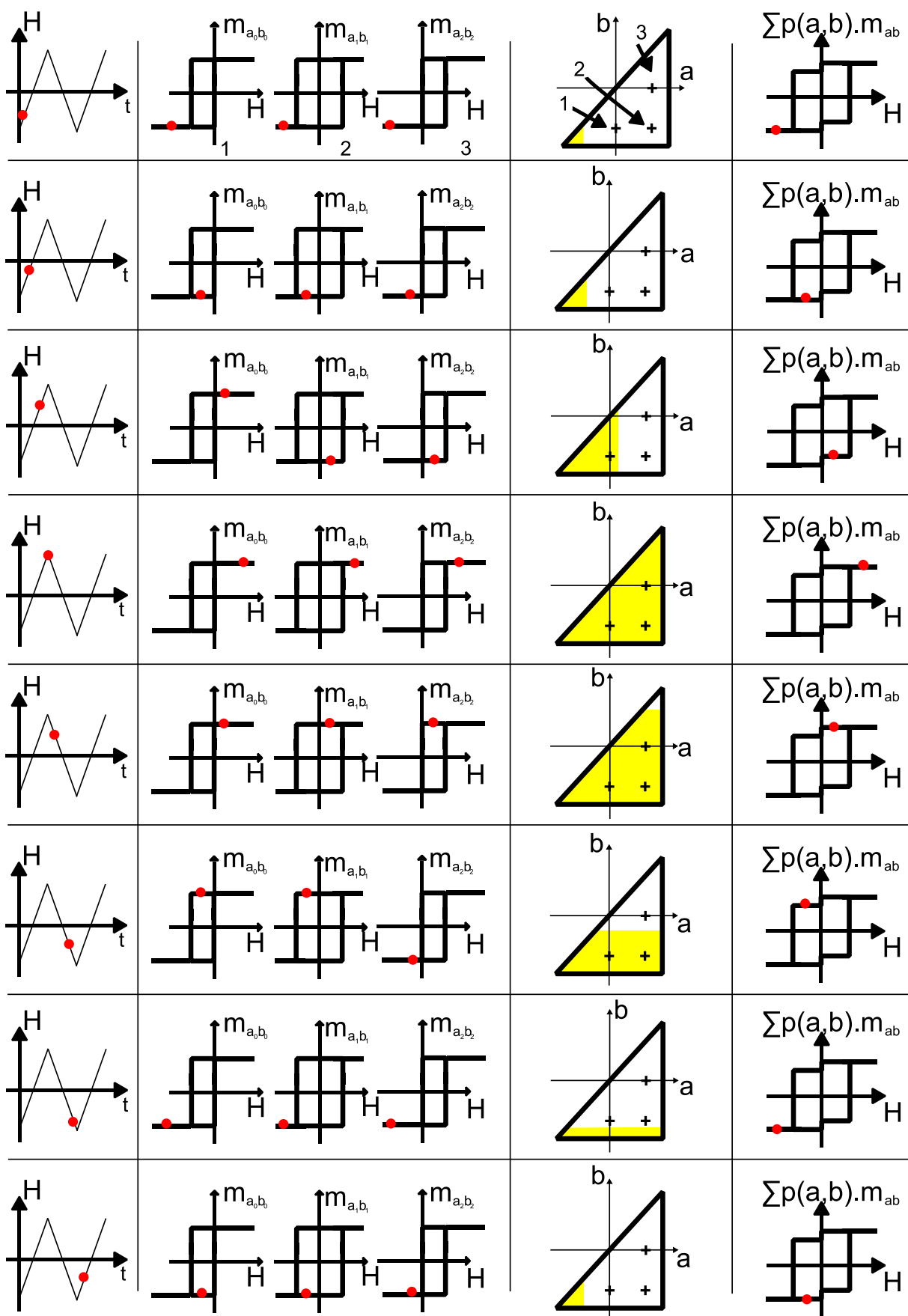


Figure 25 : Illustration de l'évolution des différentes représentations lors de l'évolution du champ magnétique.

Lorsque le nombre d'hystérons augmente, il devient possible de représenter plus fidèlement le cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique. Dans le cas d'une infinité d'hystérons, la relation (16) données pour trois hystérons devient :

$$M = M_s \iint_{\Delta} p(a,b) m_{ab} da db \quad (17)$$

et $p(a,b)$ devient une densité de distribution statistique. Le domaine Δ est défini par les conditions évoquées précédemment : H appartient à l'intervalle $[-H_{\text{sat}}, H_{\text{sat}}]$ et $b \leq a$. Diverses approches ont été développées par le passé pour identifier $p(a,b)$. Celle-ci peut être exprimée sous une forme discrète [31], [32], [33] ou analytique : gaussienne, lorentzienne, lorentzienne modifiée, etc [34]. Dans notre étude nous allons utiliser la fonction d'Everett qui représente la forme intégrale de la fonction de distribution de Preisach. Elle est obtenue à partir de l'aimantation déduite de cycles centrés mesurés.

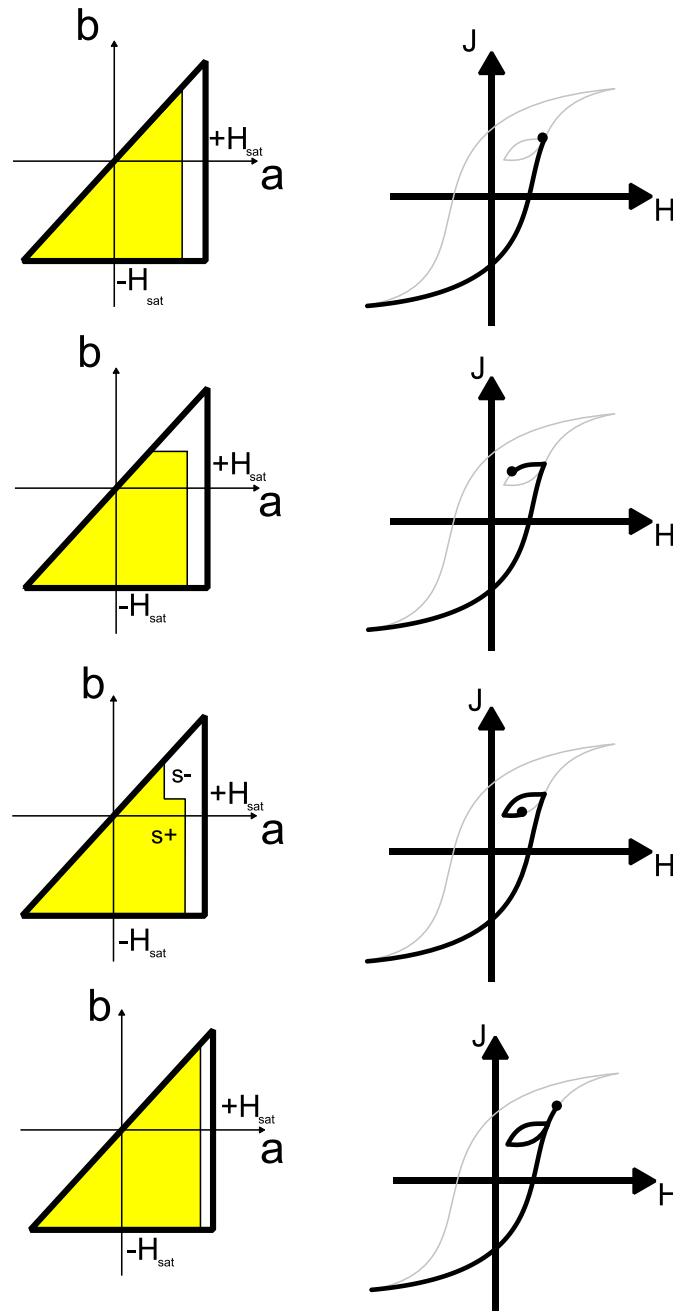


Figure 26 : Illustration de la prise en compte des boucles mineures dans le modèle de Preisach.

En considérant un grand nombre d'hystérons, il est également possible de visualiser le comportement du modèle de Preisach en présence de boucles mineures (Figure 26). De par sa construction, ce modèle permet de décrire la fermeture des cycles mineurs. En effet, la surface balayée sur le plan de Preisach en parcourant la branche décroissante de la boucle mineure est égale à la surface balayée lors du parcours de sa branche décroissante. En d'autres termes, les hystérons qui basculent à -1 dans la première phase repassent à +1 dans la seconde. Cela aboutit à une fermeture parfaite des cycles mineurs. Ce modèle est donc à même de prendre en compte l'histoire du matériau. Celle-ci se manifeste sur le plan de Preisach par la forme de la ligne brisée séparant les deux surfaces correspondantes aux deux états +1 et -1 des hystérons.

Comme dans le cas avec trois hystérons, avec un nombre infini d'hystérons, l'état de la matière peut être représenté dans le plan de Preisach par deux surfaces $S+$ et $S-$ séparées par une ligne brisée (ligne 3 de la Figure 26). La surface $S+$ représente les hystérons à l'état +1 tandis que la surface $S-$ représente ceux à l'état -1. Dans ces conditions, on remarque que la relation (17) peut également être écrite :

$$M = M_s \left(\iint_{S+} p(a, b) m_{ab} da db - \iint_{S-} p(a, b) m_{ab} da db \right) \quad (18)$$

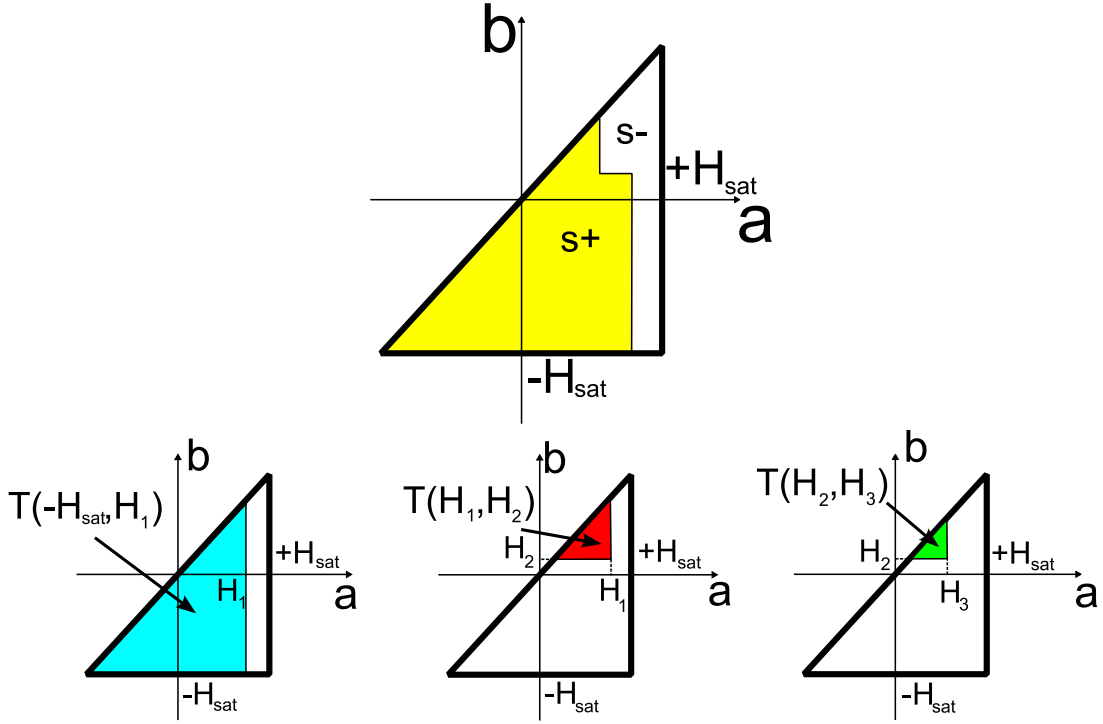


Figure 27 : Illustration de la décomposition du plan de Preisach en une combinaison de triangles élémentaires.

On remarque que $S+$ et $S-$ peuvent être à tout moment exprimées par une combinaison de triangles rectangles $T(x, y)$ repérés par les coordonnées de leurs sommets inférieurs droits et dont l'hypoténuse est confondue avec la droite d'équation $a = b$ (Figure 27). Cette remarque va permettre d'exprimer l'aimantation à partir de la fonction d'Everett et de déterminer la densité de distribution statistique $p(a, b)$ de l'expression (17).

2.3.2. Modélisation de l'aimantation par la fonction d'Everett

Comme Benabou l'annonce dans [18], la fonction d'Everett peut être définie par la relation :

$$E(x, y) = M_s \iint_{T(x, y)} p(a, b) m_{ab} da db \quad (19)$$

Où $T(x, y)$ est la surface d'un triangle rectangle défini dans le plan de Preisach par (x, y) , les coordonnées du sommet inférieur droit d'un triangle rectangle dont l'hypoténuse est confondue avec la droite d'équation $a=b$. Les surfaces $S+$ et $S-$ (exemple : Figure 27) peuvent être exprimées comme une combinaison de triangles T . Si la fonction d'Everett est connue sur l'ensemble du plan

de Preisach, l'aimantation peut être obtenue par une combinaison linéaire de plusieurs fonctions d'Everett.

En prenant l'exemple de l'état magnétique représenté à la troisième ligne de la Figure 26, comme le montre la Figure 27, on peut décomposer les surfaces $S+$ et $S-$ par les sommes de triangles suivantes :

$$S- = T(H_{sat}, -H_{sat}) - T(H_1, -H_{sat}) + T(H_1, H_2) - T(H_3, H_2) \quad (20)$$

$$S+ = T(H_1, -H_{sat}) - T(H_1, H_2) + T(H_3, H_2) \quad (21)$$

En remplaçant les surfaces d'intégration ci-dessous dans la relation (18) et en utilisant la relation (19), on obtient :

$$M(H_3) = -E(H_{sat}, -H_{sat}) + 2E(H_1, -H_{sat}) - 2E(H_1, H_2) + 2E(H_3, H_2) \quad (22)$$

De même on peut écrire que,

$$M(H_2) = -E(H_{sat}, -H_{sat}) + 2E(H_1, -H_{sat}) - 2E(H_1, H_2) \quad (23)$$

On déduit de (22) et (23) que,

$$M(H_3) = M(H_2) + 2E(H_3, H_2) \quad (24)$$

Dans le cas général, on aura alors :

$$\text{si } H_i > H_{i-1}, \quad M(H_i) = M(H_{i-1}) + 2E(H_i, H_{i-1}) \quad (25)$$

$$\text{si } H_i < H_{i-1}, \quad M(H_i) = M(H_{i-1}) - 2E(H_{i-1}, H_i) \quad (26)$$

Où H_{i-1} correspond au dernier point de rebroussement du cycle d'hystérésis.

Pour identifier la fonction d'Everett, on pourra utiliser plusieurs cycles mineurs centrés, mesurés à basse fréquence. En utilisant la relation (25) et en considérant que l'identification se fait sur le bras croissant d'un cycle mineur centré d'induction maximale B_m et dont le champ magnétique lui correspondant est H_m , on obtient :

$$E(H, -H_m) = \frac{M(H) - M(-H_m)}{2} \quad (27)$$

Une fois la fonction d'Everett identifiée par une série de cycles mineurs centrés, il serait possible à l'aide de la relation (19) de déterminer la densité de distribution statistique $p(a,b)$ du modèle de Preisach. Cependant, il est également possible d'utiliser directement les équations (25) et (26) pour construire le modèle. Au moment de l'implémentation du modèle, cela nous affranchira d'ailleurs des erreurs numériques dues à la détermination de la densité de distribution statistique par dérivation et de l'intégration de l'équation (17) pour calculer l'aimantation.

En utilisant les propriétés de symétrie du cycle d'hystérésis, on met en avant quelques propriétés intéressantes de la fonction d'Everett. Les bras croissant et décroissant du cycle d'hystérésis mineur centré étant symétriques par rapport à l'origine, on a :

$$M(H) = -M(-H) \quad (28)$$

En remplaçant dans (27), on obtient,

$$E(H, -H_m) = \frac{-M(-H) + M(H_m)}{2} \quad (29)$$

On en déduit une propriété intéressante de la fonction d'Everett,

$$E(H, -H_m) = E(H_m, -H) \quad (30)$$

On peut aussi montrer que sur la courbe univoque $B(H)$ l'aimantation est définie par,

$$M(H) = E(H, -H) \quad (31)$$

Il est donc possible à partir de plusieurs cycles mineurs centrés d'identifier la surface représentant la fonction d'Everett. On utilisera les propriétés de symétrie de la fonction d'Everett pour calculer les points qui n'ont pu être identifiés.

2.3.3. Modélisation en $H(B)$

Afin d'être cohérent avec la relation (15) ainsi qu'avec le modèle LS dynamique, on souhaite transformer le modèle de Preisach afin qu'il puisse reconstruire le champ magnétique H à partir de l'évolution de l'induction B . Dans ces conditions, les relations présentées précédemment deviennent :

$$\text{si } B_i > B_{i-1}, \quad H(B_i) = H(B_{i-1}) + 2E(B_i, B_{i-1}) \quad (32)$$

$$\text{si } B_i < B_{i-1}, \quad H(B_i) = H(B_{i-1}) - 2E(B_{i-1}, B_i) \quad (33)$$

La relation permettant l'identification de la fonction d'Everett est alors définie à partir de (33) pour le bras décroissant du cycle par :

$$E(B_m, B) = \frac{H(B_m) - H(B)}{2} \quad (34)$$

La propriété de symétrie du cycle d'hystérésis permet d'écrire :

$$E(B_m, B) = E(-B_m, -B) \quad (35)$$

La courbe univoque $B(H)$ est définie par la relation :

$$H(B) = E(B, -B) \quad (36)$$

2.3.4. Identification et interpolation de la fonction d'Everett

L'identification de la fonction d'Everett est faite à partir de la relation (34) et d'un certain nombre de cycles mineurs centrés mesurés. La Figure 28 illustre un exemple de l'identification de la fonction

d'Everett à partir d'un cycle d'hystérésis statique mesuré à 1 T crête. La figure en haut à gauche représente le cycle mesuré. Le bras décroissant de ce cycle en est extrait afin de déterminer la fonction d'Everett que l'on retrouve sur la figure en haut à droite. Afin de faire le lien avec la représentation dans le plan de Preisach, les trois figures du bas correspondent aux états magnétiques des points 1, 2 et 3 représentés sur le cycle et sur la fonction d'Everett. On suppose ici que le matériau est préalablement désaimanté. L'aimantation augmente ensuite jusqu'à 1 T et l'état magnétique correspond au plan de Preisach numéroté 1. L'induction décroît ensuite jusqu'au point 2 dont l'état magnétique est représenté sur le plan de Preisach par le point 2. Enfin, l'induction atteint le point 3 représenté par le plan de Preisach numéroté 3.

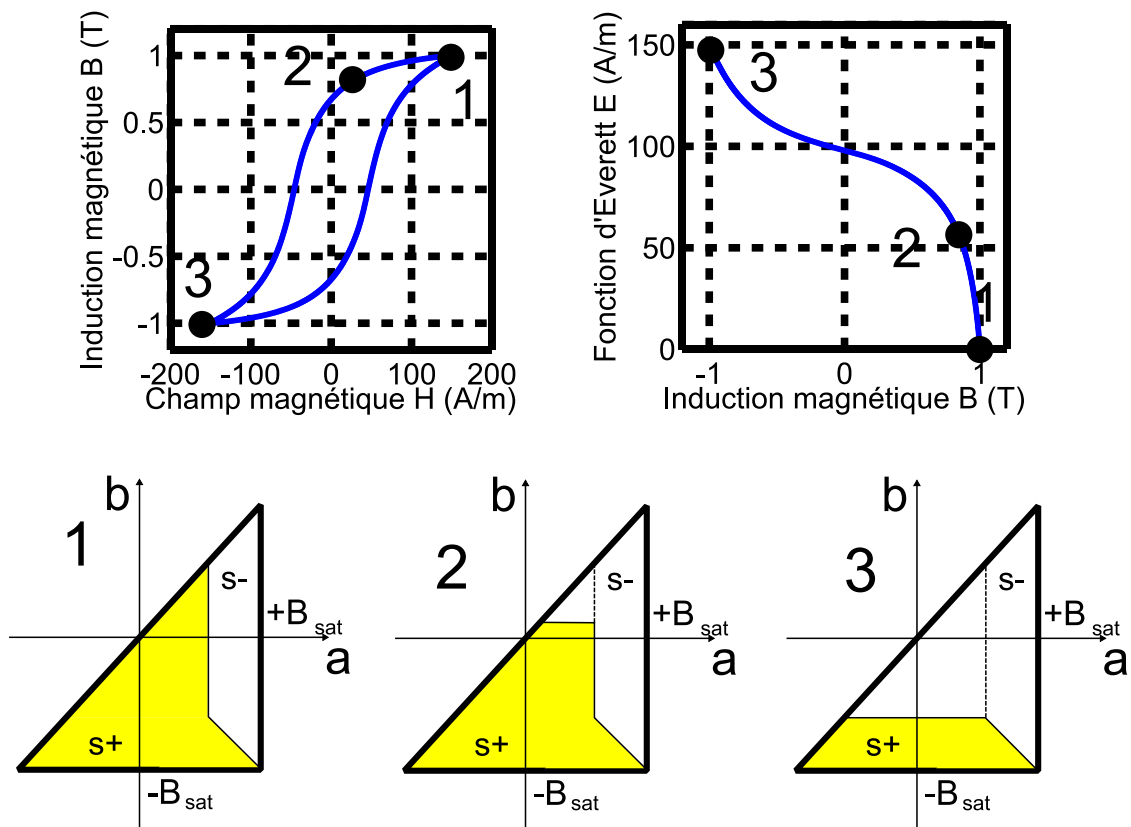


Figure 28 : Illustration du processus d'identification à partir du bras décroissant d'un cycle d'hystérésis statique mesuré à 1 T crête et représentation dans le plan de Preisach en bas.

On peut à nouveau faire le lien entre la fonction d'Everett et le plan de Preisach. On a vu par l'équation (19) que la fonction d'Everett correspondait à l'intégrale de la distribution de Preisach sur un triangle rectangle. On remarque ainsi que la valeur de la fonction au point 3 de la Figure 28 correspond au plan de Preisach de la Figure 29.a. De même, la valeur au point 2 correspond au plan de Preisach de la Figure 29.b. On remarque qu'on a donc déjà accès à l'aide d'un unique cycle d'hystérésis à l'intégrale de la distribution de Preisach sur un certain nombre de triangles. On note également que les propriétés de symétrie du cycle d'hystérésis permettent d'accéder à l'intégrale de la distribution de Preisach de la Figure 29.c.

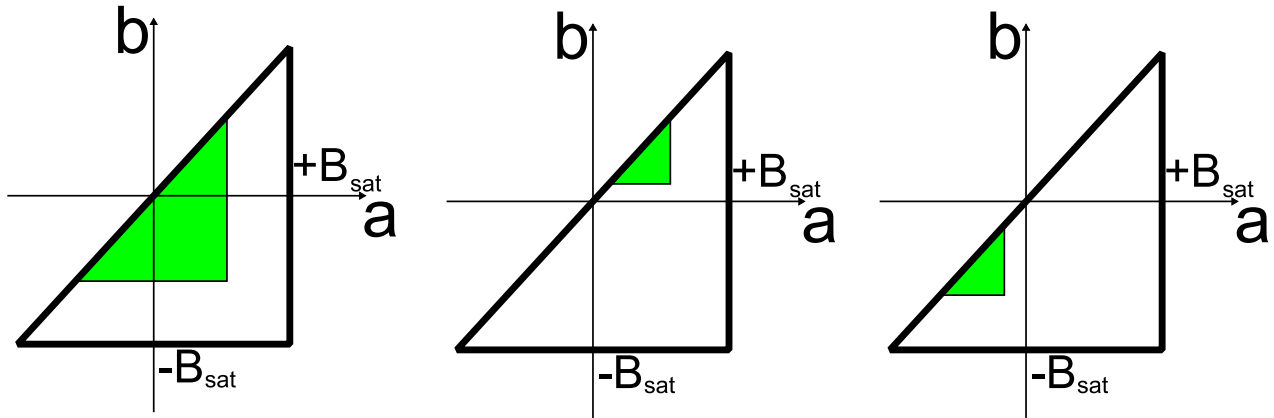


Figure 29 : Exemples de fonction d'Everett identifiée dans le plan de Preisach à partir d'un cycle d'hystérésis statique mesuré à 1 T. Figure de gauche : le triangle est identifié à partir de la différence entre les points 1 et 3 de la Figure 28. Figure du milieu: le triangle est identifié à partir de la différence entre les points 1 et 2 de la Figure 28. Figure de droite : le triangle est identifié à partir de la différence entre les symétriques des points 1 et 2 de la Figure 28.

En appliquant la démarche d'identification pour plusieurs cycles centrés, il est possible d'identifier la fonction d'Everett pour différents $B_{\text{crête}}$. Ainsi, les Figure 30, Figure 31, Figure 32, Figure 33 illustrent les points de la fonction d'Everett déterminés directement à partir des bras décroissants de chacun des cycles mineurs centrés pour plusieurs $B_{\text{crête}}$.

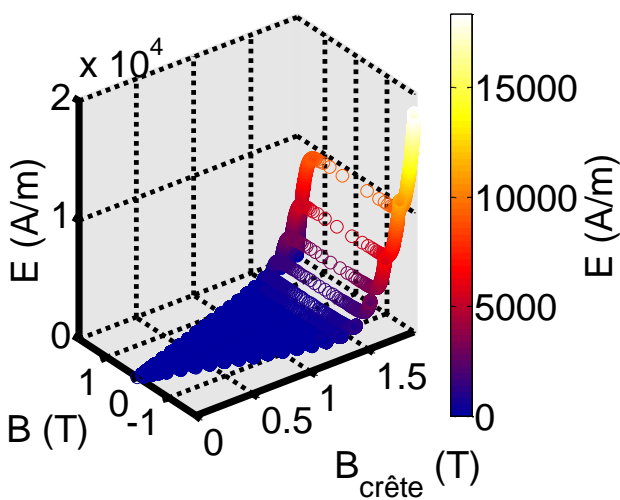


Figure 30 : Points de la fonction d'Everett issue des cycles mesurés

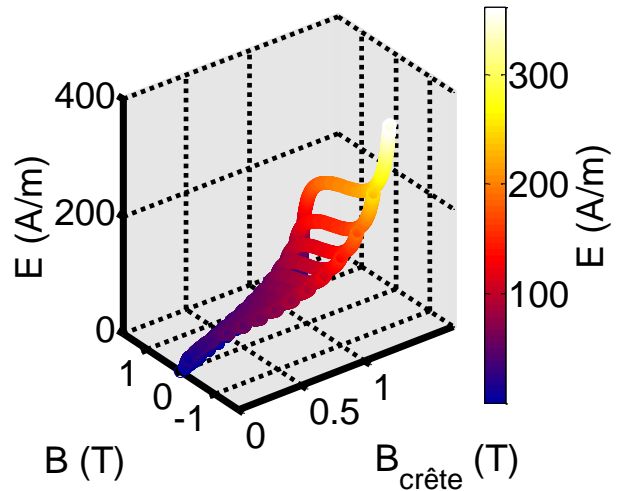


Figure 31 : Zoom sur la Figure 30 de 0 à 1 T.

On remarque que la discrétisation des données obtenue est liée d'une part à l'échantillonnage pris lors de la mesure d'un cycle et d'autre part au nombre de cycles mesurés.

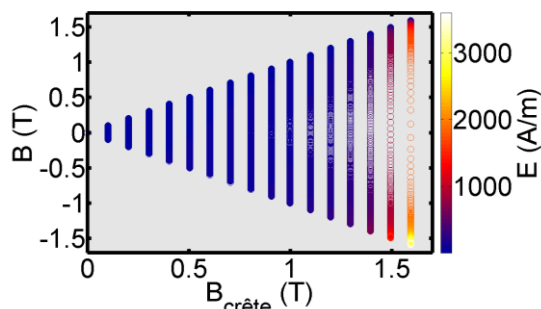


Figure 32 : Points de la fonction d'Everett issue des cycles mesurés

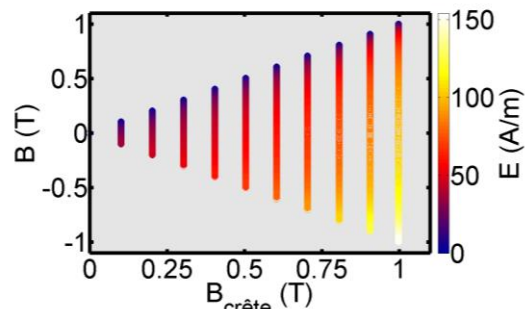


Figure 33 : Zoom sur la Figure 32 de 0 à 1 T.

En changeant le point sur la surface représentant la fonction d'Everett, on voit que la fonction d'Everett est identifiée sur une portion du plan $(B, B_{crête})$. Pour déterminer les points manquants, on utilisera les propriétés de la fonction d'Everett et notamment l'équation (35) qui permet de retrouver la fonction d'Everett associée aux branches ascendantes des cycles.

Lors de l'exécution du modèle, il sera nécessaire d'interpoler les valeurs situées entre les points de mesures. Afin de pouvoir utiliser les fonctions d'interpolation bicubique présentes dans Matlab, on a recours à une normalisation des mesures :

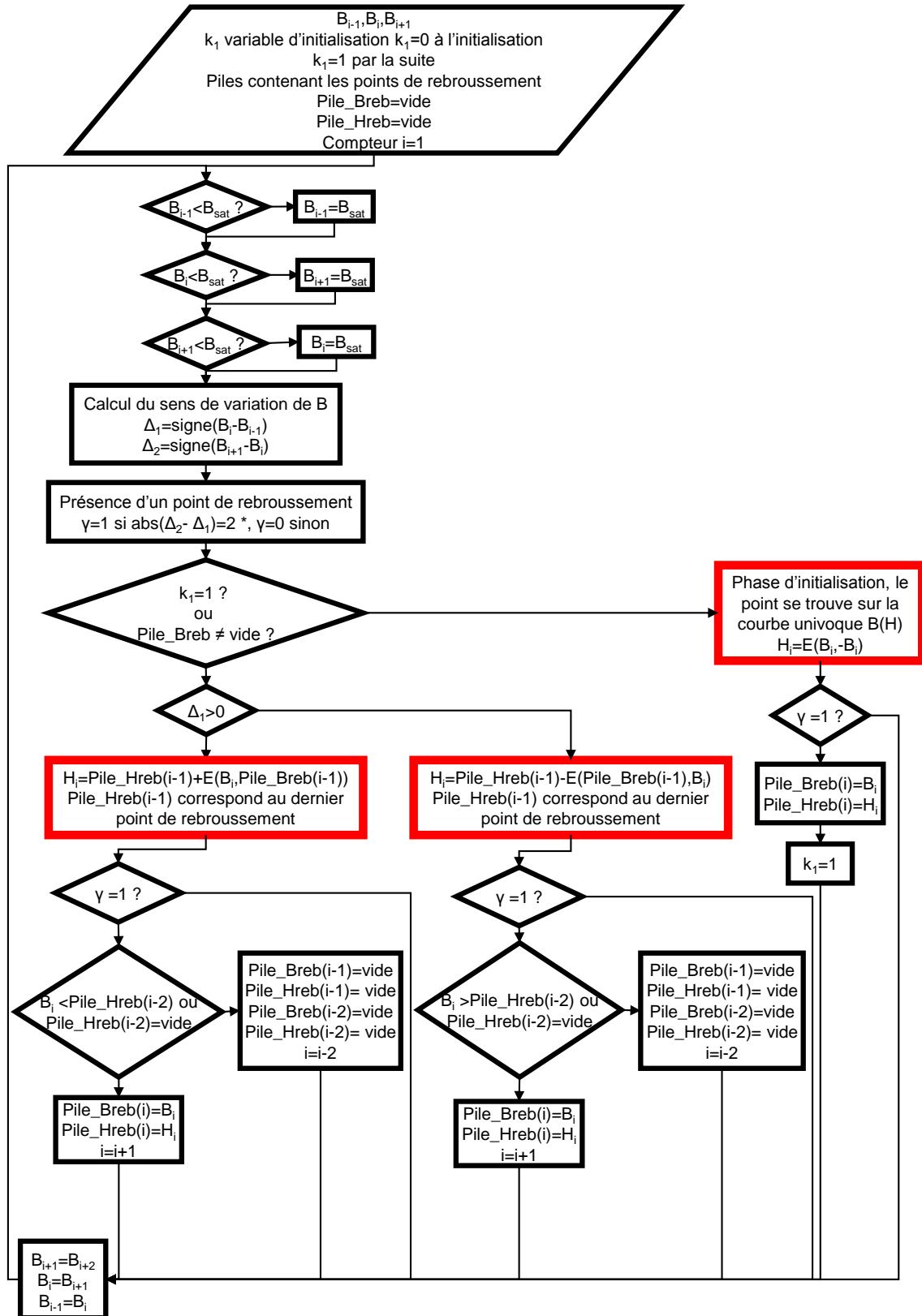
$$B_{i \text{ normé}} = B_i \frac{B_{max}}{B_{crête_i}} \quad (37)$$

Avec $B_{i \text{ normé}}$, les points de mesures du $i^{\text{ème}}$ cycle normalisé, B_i , les points de mesures du $i^{\text{ème}}$ cycle mesuré, $B_{crête_i}$, la valeur crête du $i^{\text{ème}}$ cycle mesuré et B_{max} , la valeur maximum du plus grand cycle mesuré.

Afin de s'assurer que la discrétisation sur B est identique pour tous les cycles, la valeur du champ magnétique H de chaque cycle est interpolée sur une même discrétisation des valeurs de $B_{normée}$. On obtient ainsi une grille permettant l'interpolation de la fonction d'Everett en tout point.

2.3.5. Algorithme général du modèle statique

L'algorithme général du modèle montre les particularités liées à la gestion de l'initialisation. En effet l'état magnétique du matériau n'étant pas connu a priori, il faudra considérer une phase d'initialisation pour laquelle on supposera un matériau désaimanté qui suivra donc la courbe univoque de première aimantation $B(H)$. Suite au premier rebroussement, la partie du modèle permettant de représenter le comportement hystérétique du matériau entrera en fonction. Les cases encadrées en trait gras mettent en valeur les étapes dans lesquelles le champ magnétique est calculé à partir de la fonction d'Everett.



* si $abs(\Delta_2 - \Delta_1) = 1$ alors, alors $B(t)$ est constant il faut alors déterminer si cette zone ou $B(t)$ est constant est un maximum local ou non. L'algorithme permettant de le déterminer n'est pas présenté ici.

Figure 34 : Algorithme générale du modèle statique.

Quelques remarques peuvent être faites sur l'algorithme global du modèle. On remarque la présence d'une pile permettant de stocker l'histoire du matériau (Points de rebroussement précédemment rencontrés). Cette pile ne comportera dans le cas général qu'une seule valeur. Elle pourra se remplir de plusieurs valeurs dans le cas de multiples boucles mineures imbriquées. Elle se remplira également dans le cas où l'on souhaiterait simuler une désaimantation.

On remarque également que l'induction est écrêtée. En effet, pour calculer les pertes, seul le comportement hystérétique du matériau nous intéresse. Le $B_{crête}$ du cycle majeur (B_{sat}) utilisé pour l'identification est suffisamment élevé pour que, au-delà, on puisse supposer le matériau est saturé et avoir un comportement réversible sans pertes. Il n'est donc pas nécessaire de calculer le champ magnétique.

2.3.6. Quelques cas particuliers

Afin de bien comprendre le fonctionnement du modèle, détaillons son fonctionnement dans quelques cas particuliers.

Cycle mineur centré

Le cas du cycle mineur centré est le cas le plus simple. Il s'agit de reconstituer le cycle mineur pour un $B_{crête}$ donné. Si ce $B_{crête}$ ne correspond pas au $B_{crête}$ d'un cycle d'hystérésis utilisé lors de l'identification, il suffira alors d'interpoler les valeurs correspondant au $B_{crête}$ encadrant le $B_{crête}$ du cycle à reconstruire.

Boucle mineure non centrée.

Considérons le cas d'un cycle comportant lui-même des boucles mineures. Ce cycle est représenté en haut à droite de la Figure 35. Nous supposons que l'état magnétique du point de départ est connu. C'est ici la valeur minimale d'induction atteinte au cours du cycle -1T (matériau préalablement désaimanté). Plusieurs points significatifs du cycle sont identifiés et vont servir de repère pour l'explication de la reconstruction du cycle. A chacun de ces points correspond une surface surlignée (jaune) du plan de Preisach visible dans la colonne de droite de la figure 34. Dans la troisième colonne, on trouve les triangles balayés sur le plan de Preisach entre deux états magnétiques (en rouge pour positif, en vert pour négatif). Leur intégrale correspond à la différence de champ magnétique entre deux états magnétiques. Ces points sont reportés dans le graphe représentant la fonction d'Everett, tout en haut à gauche. Les deux colonnes de gauche représentent les cycles mineurs centrés ayant servi pour l'identification sur lesquels sont identifiées les portions de courbes servant à la reconstruction de la boucle mineure.

Portion 1 à 2 : L'état magnétique en 1 est supposé connu. Il correspond à une induction crête de -1 T. On suppose ici que c'est le premier point où l'induction change de sens, appelé point de rebroussement et représenté par un petit carré. La surface correspondant aux hystérons ayant commuté durant cette phase est représentée sur le plan de Preisach. La variation de champ magnétique correspondant à cette surface peut être déterminée à partir de la branche croissante d'un cycle mineur centré (A.1) d'induction crête 1 T. Cela a été fait lors de l'identification de la fonction d'Everett. On peut donc visualiser le trajet 1 à 2 directement sur la surface d'Everett (Figure 35 en haut à gauche). Ce trajet suit les valeurs correspondant à un $B_{crête}$ égal à -1 T et va dans le sens d'une induction croissante jusqu'à 0,8T.

Portion 2 à 3 : Le point de rebroussement est cette fois-ci en 2. L'induction est de 0.8 T en ce point. La figure B.2 indique les hystérons ayant commutés lors de cette portion du cycle. Cette surface correspond à une variation du champ magnétique déjà identifiée. Plus précisément, il est aisé de la déterminer à partir du bras décroissant du cycle d'hystérésis centré déjà mesuré à 0.8 T crête (B.1). On peut donc visualiser le trajet 2 à 3 directement sur la surface d'Everett. Ce trajet suit les valeurs correspondant à un $B_{\text{crête}}$ égal à 0.8 T et va dans le sens d'une induction décroissante.

Portion 2 à 4 : même raisonnement que précédemment mais cette fois avec le parcours complet de la branche de recul (point 4 égal rebroussement).

Portion 4 à 5 : Comme le sens de variation de B change, le point de rebroussement est maintenant en 4, et correspond dans notre cas à une induction de 0.4 T. Sur cette portion, l'induction augmente jusqu'à 0.6 T au point 5. Comme précédemment, la figure D.2 indique les hystérons ayant commutés lors de cette portion du cycle. Au premier abord, on peut penser que cette surface n'a pas été identifiée. En effet, $B_{\text{crête}}$ est positif et B est croissant. Cela ne correspond pas aux cas rencontrés dans les cycles mineurs centrés utilisé pour l'identification. En observant plus en détail la figure D.2, on remarque que la surface de ce triangle correspond à une variation du champ magnétique déjà rencontrée lors de l'identification : branche décroissante du cycle à 0,6 T jusqu'à 0,4 T. La surface est la même, seul le signe change. On remarque que si pour reconstruire les portions précédentes, il suffisait de reporter des morceaux de cycles correspondant au $B_{\text{crête}}$ précédent, ce n'est plus le cas pour la portion à 4 à 5. Pour résumer, la détermination du delta H dans ce cas se fait en inversant virtuellement point de rebroussement et point d'arrivée sur les courbes de cycle mineurs et en inversant le signe.

Portion 4 à 2 : Le raisonnement est le même que précédemment. Le delta H doit être égal et opposé à celui du cas (2 à 4) comme le montrent les figures B.2 et E.2

Pour la portion 4 à 2 il faudra considérer autant de cycles que l'on souhaite calculer de points. C'est pour cela que sur la surface d'Everett, le trait orienté représentant la portion 4 à 2 traverse des données représentant plusieurs cycles d'identification mesurés à différents $B_{\text{crête}}$.

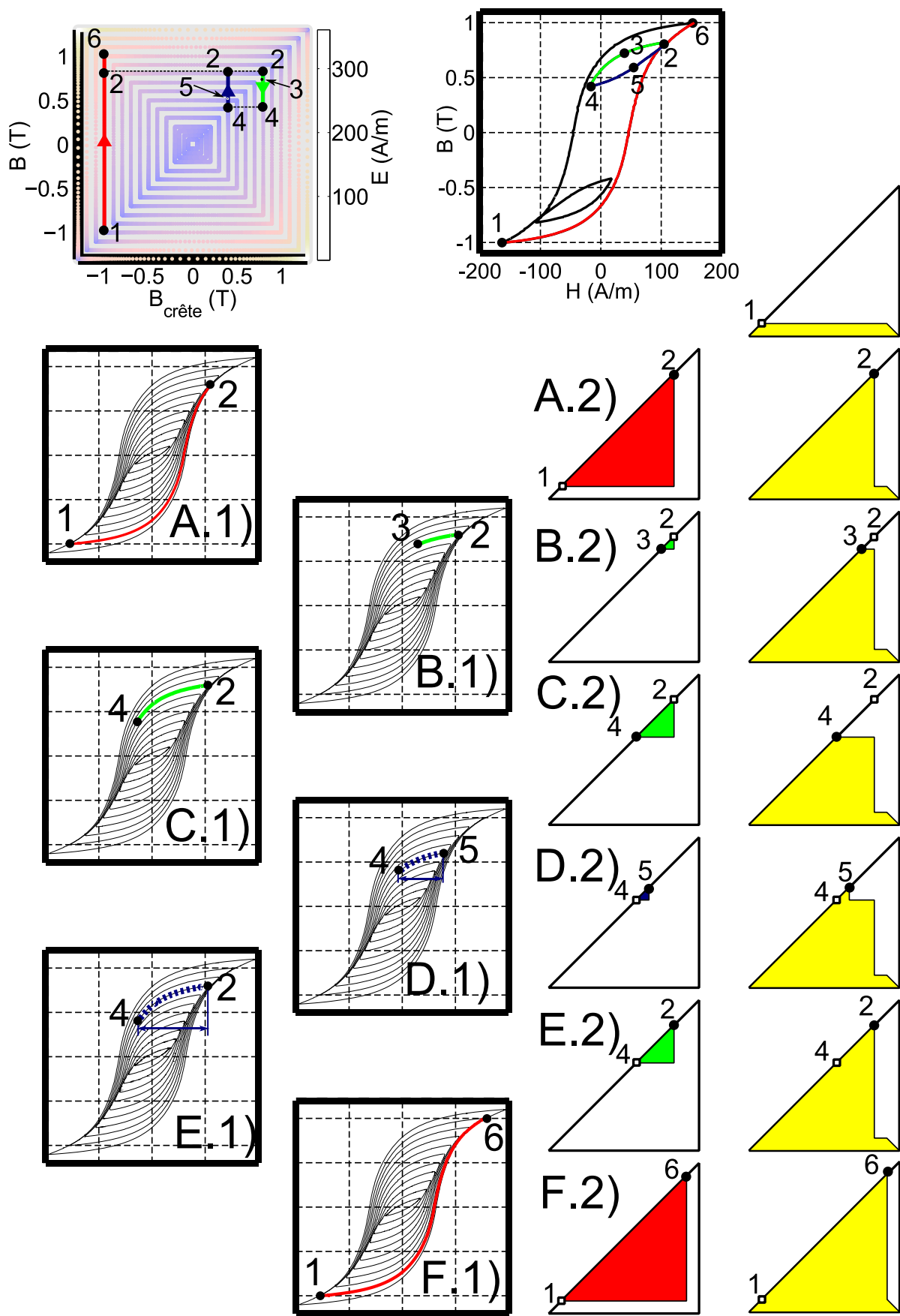


Figure 35 : Démarche de reconstruction d'un cycle avec boucles mineures

2.3.7. Résultats de validation du modèle statique

Les résultats du modèle statique sont ensuite comparés à des mesures faites sur cadre Epstein. Le banc de mesure utilisé est présenté sur la Figure 6. Le Tableau 1 donne les valeurs de pertes pour des mesures à basse fréquence (10 Hz) et pour une induction sinusoïdale à différentes valeurs crêtes (0.5, 1 et 1.5 T). Lors des mesures à 1 Hz et à 10 Hz, on remarque que l'aire des cycles d'hystérésis est identique. On en déduit qu'une fréquence de 10 Hz est suffisante pour représenter le comportement quasistatique du matériau étudié. Les pertes mesurées correspondent donc aux pertes par hystérésis statique et ne tiennent pas compte des phénomènes dynamiques.

Le Tableau 1 permet de comparer les résultats du modèle sur divers cycles de validation. Il présente les pertes mesurées ainsi que les pertes calculées par le modèle. Les résultats sont indiqués en W/kg.

Tableau 1 : Pertes mesurées et pertes calculées par le modèle pour une induction sinusoïdale imposée à différentes induction crête et à basse fréquence (en W/kg).

		Fréquence du fondamentale $f=10\text{Hz}$		
Signal	Induction crête (T)	Mesure	Modèle LS	Ecart (%)
Sinus	0,5	0,072	0,071	-0,18
	1	0,225	0,224	-0,76
	1,5	0,531	0,537	1,17

On remarque qu'il y a très peu de différences entre les pertes mesurées et les pertes calculées par le modèle. Cela est normal. En effet, les cycles mesurés en sinus sont les cycles utilisés pour l'identification du modèle.

L'évolution de l'induction dans les différentes parties du moteur est non-sinusoïdale. Il est donc nécessaire de vérifier que le modèle est capable de calculer les pertes pour des inductions comportant des harmoniques. Pour ce faire, différents signaux de validation sont considérés. Ils sont identifiés par un nom du type HX-Y-Z. Cela signifie que le signal d'induction $B(t)$ est un signal sinusoïdal comportant un harmonique de rang X ayant une amplitude Y% du fondamental et un déphasage Z degrés. Concrètement, le signal désigné par H3-50-60 correspond à un fondamental auquel on ajoute 50% d'harmonique 3 déphasé de 60°. Le Tableau 2 présente les résultats de mesure et de calcul pour des signaux $B(t)$ comportant différents niveaux d'harmoniques.

Tableau 2 : Pertes fer mesurées et calculées pour des 24 cas tests comportant différents harmoniques.

		Fréquence du fondamentale $f=1\text{ Hz}$		
Signal	Induction crête (T)	Mesure	Modèle LS	Ecart (%)
H3-50-60	0,5	0,009	0,009	-2
	1	0,026	0,026	1
	1,5	0,071	0,080	13
H5-25-60	0,5	0,007	0,007	3
	1	0,023	0,023	3
	1,5	0,068	0,075	11

H5-25-180	0,5	0,007	0,007	0
	1	0,023	0,023	3
	1,5	0,070	0,075	8
H5-50-60	0,5	0,009	0,009	1
	1	0,030	0,030	1
	1,5	0,099	0,106	8
H5-50-180	0,5	0,009	0,009	1
	1	0,030	0,031	1
	1,5	0,095	0,102	7
H11-25-60	0,5	0,011	0,011	-3
	1	0,037	0,036	-3
	1,5	0,168	0,179	7
H11-25-180	0,5	0,011	0,010	-2
	1	0,037	0,036	-2
	1,5	0,167	0,178	6

La fréquence du fondamental est égale à 1 Hz. La fréquence maximale du plus haut harmonique est donc de 11 Hz. On pourra donc considérer que les phénomènes dissipatifs dynamiques sont négligeables. Les Figure 36, Figure 37, Figure 38 et Figure 39 montrent quelques exemples de cycles mesurés et calculés par le modèle. On remarque une assez bonne adéquation du modèle avec les mesures. On peut voir sur la Figure 38 quelques écarts proches des basses inductions dues aux hypothèses du modèle. En effet, les interpolations à des inductions proches de zéros sont difficiles car lorsque l'induction tend vers zéros, le cycle d'hystérésis se ramène à un point.

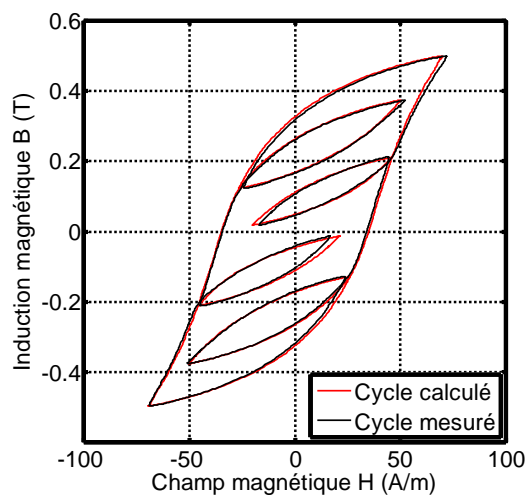


Figure 36 : Cycle mesuré et calculé pour un signal H5-50-180

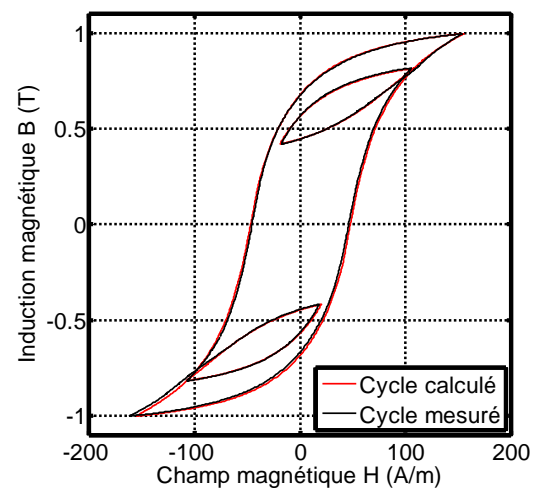
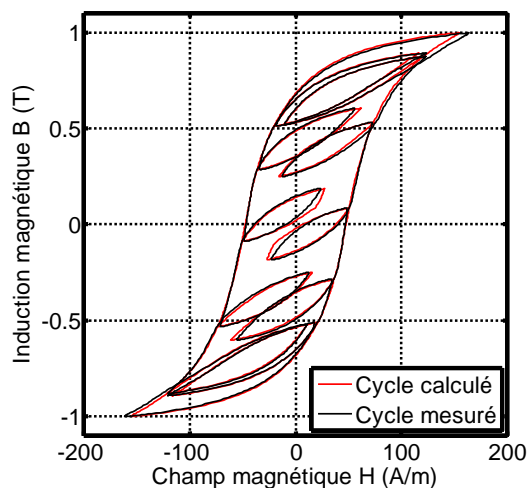
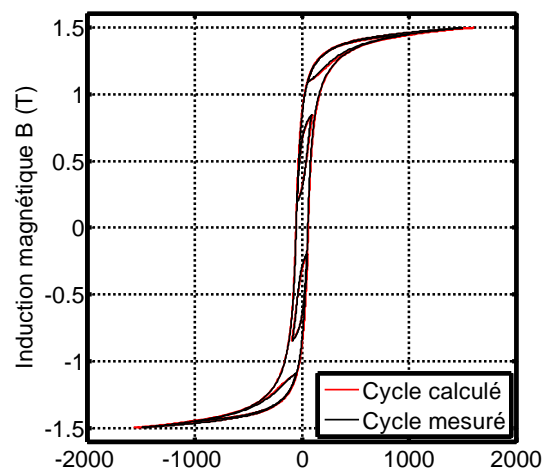


Figure 37 : Cycle mesuré et calculé pour un signal H3-50-60



**Figure 38 : Cycle mesuré et calculé pour un signal
H11-25-180**



**Figure 39 : Cycle mesuré et calculé pour un signal
H5-25-180**

Pour le calcul des pertes fer, ce modèle donne des résultats précis et ne nécessite pas de phase d'identification fastidieuse. Ce n'est pas le cas du modèle de Jiles qui nécessite en effet une procédure d'identification utilisant généralement des algorithmes d'optimisation assez lourds à mettre en place et pouvant connaître des problèmes de convergence [18]. Notre modèle a pour inconvénient d'être un peu plus long à calculer que les modèles analytiques. Il est cependant plus rapide que d'autres modèles de Preisach nécessitant l'identification complète de la distribution de Preisach et donc un lourd calcul d'intégrales [17]. De plus, un soin particulier peut être porté à la taille de la matrice représentant la fonction d'Everett lors de l'identification. Un compromis taille précision permettra encore d'augmenter la rapidité du calcul du modèle.

2.4. Le modèle LS dynamique

La modélisation de la contribution dynamique des pertes fer se base également sur des mesures magnétiques de la tôle faites à différentes fréquences. En faisant l'hypothèse que la contribution dynamique du champ dépend de l'induction B et de sa dérivée par rapport au temps dB/dt , il est possible de calculer la contribution des pertes dynamiques sur le champ magnétique H . L'influence de la variation de B sur les phénomènes dissipatifs au sein de la tôle est observée depuis longtemps. Le travail proposé consiste à construire un modèle d'hystérésis dynamique à l'aide de cette observation.

La Figure 40 montre une représentation de la contribution dynamique H_{dyn} correspondant à un B et un dB/dt donnés. La valeur $H_{dyn}(B, dB/dt)$ est égale à la différence entre le champ mesuré sur un cycle à un B et dB/dt donnés et le champ mesuré sur le cycle statique au même niveau d'induction B . Les deux cycles doivent être mesurés pour un même $B_{crête}$. En suivant cette définition, on peut construire une surface fonction de B et dB/dt à partir d'un ensemble de cycle mesurés pour différentes fréquences (Figure 41). Cette surface sera par la suite utilisée pour modéliser la réponse du matériau pour une évolution quelconque de l'induction.

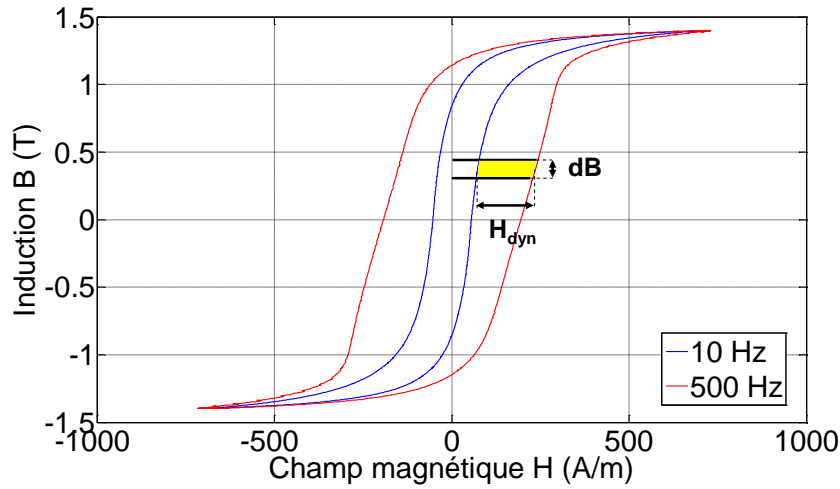


Figure 40 : Définition de la variable H_{dyn} . Le cycle intérieur (en bleu) est un cycle statique, le cycle en rouge est un cycle mesuré à une fréquence de 500 Hz.

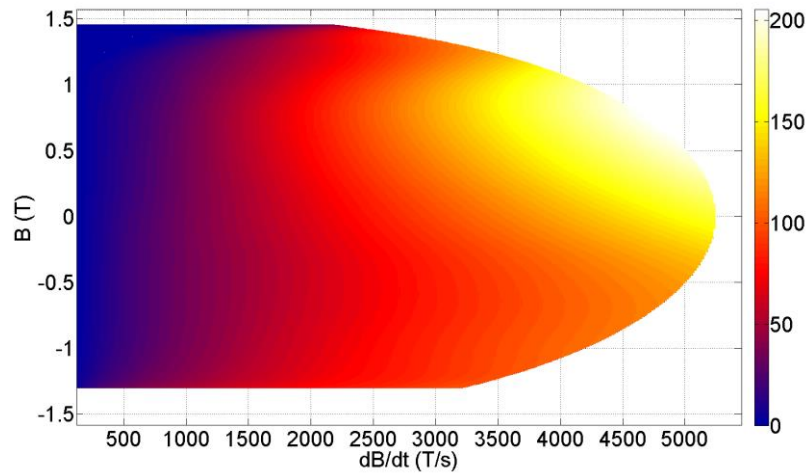


Figure 41 : Surface dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$ construite à partir de mesures en induction sinusoïdale.

Cette représentation fait l'hypothèse que H_{dyn} ne dépend que de B et dB/dt . Nous nous proposons de la vérifier en deux étapes. La première validation consiste à vérifier que H_{dyn} est indépendant du $B_{crête}$. Dans un deuxième temps, il faudra vérifier que H_{dyn} n'est pas affecté par l'histoire de l'évolution de B depuis le dernier $B_{crête}$. Ces deux étapes de validation sont complémentaires et permettent de vérifier que la représentation de la Figure 41 permet la modélisation de la contribution dynamique au cycle d'hystérésis sans erreur.

2.4.1. Validation des hypothèses

Indépendance de H_{dyn} au $B_{crête}$

Dans un premier temps, il faut vérifier que la variable H_{dyn} définie précédemment est bien indépendante du $B_{crête}$. Pour cela, on choisit de construire une surface H_{dyn} à partir de cycles mesurés pour un $B_{crête}$ égale à 1 T et de la comparer à une surface H_{dyn} construite à partir de

cycles mesurés pour un $B_{crête}$ égale à 1.6 T. Il est ensuite possible de superposer ces deux surfaces. Si l'hypothèse est validée, les deux surfaces doivent être identiques. Afin de mieux visualiser l'écart entre ces deux surfaces, des coupes sont réalisées pour différentes valeurs de dB/dt (Figure 42).

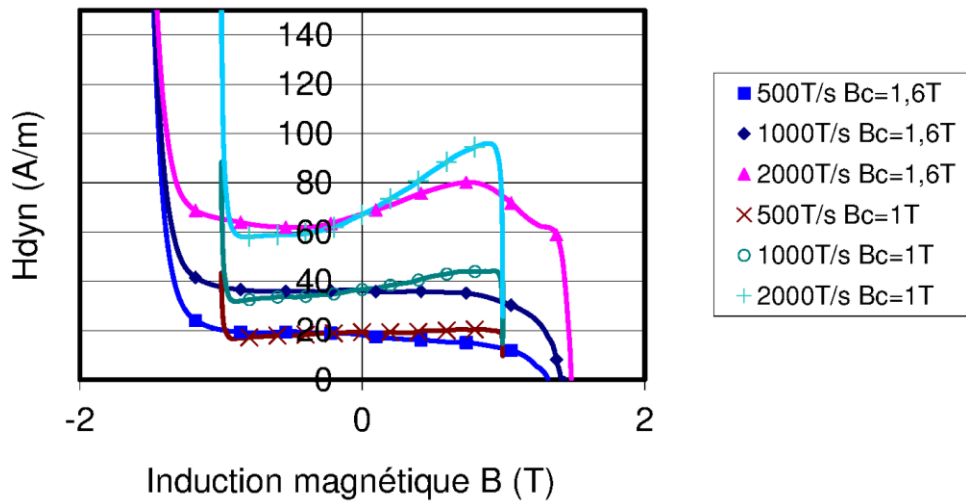


Figure 42 : Coupe de la surface dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$ construite à partir de mesures en induction sinusoïdale pour $B_{crête} = 1$ T et $B_{crête} = 1.6$ T

On remarque quelques écarts entre les deux surfaces. Ces écarts montrent que les surfaces construites à partir de $B_{crête}$ différents ne sont pas rigoureusement identiques. L'hypothèse ne peut donc pas être validée rigoureusement. Cependant, les écarts entre les deux surfaces restent assez faibles. On en conclut que dans la réalisation d'un modèle ces écarts engendreront une petite erreur. On considère l'erreur commise comme acceptable au regard de la simplification qu'apporte cette hypothèse à la modélisation. On vérifiera néanmoins par la suite que l'erreur commise reste faible par des validations sur des cycles mesurés pour des évolutions d'induction ayant un fort contenu harmonique.

L'hypothèse selon laquelle H_{dyn} ne dépend pas du $B_{crête}$ est validée. Il s'agit maintenant de vérifier que H_{dyn} ne dépend pas des évolutions passées ayant eu lieu depuis le dernier $B_{crête}$.

Indépendance de H_{dyn} à l'histoire récente

Pour vérifier cette hypothèse, on choisit de superposer les surfaces H_{dyn} obtenues à partir de mesures en induction sinusoïdale d'une part et en induction triangulaire d'autre part. Ces surfaces sont construites à partir de mesures faites à $B_{crête}$ identique égale à 1.6 T. On représente des coupes de ces surfaces pour différentes valeurs de dB/dt afin de faciliter la visualisation des écarts (Figure 43).

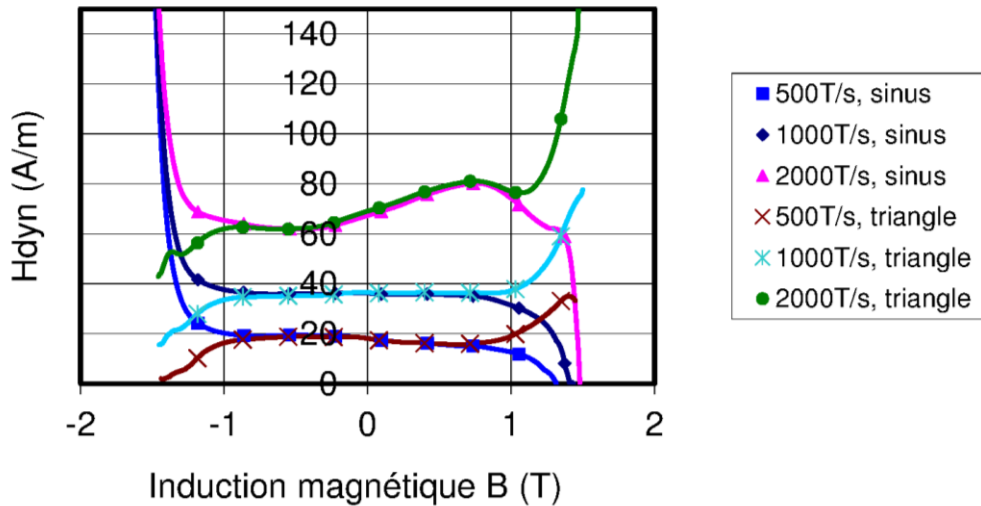


Figure 43 : Coupe de la surface dynamique $H_{dyn}(B, dB/dt)$ construite à partir de mesures en induction triangulaire et sinusoïdale pour un $B_{crête} = 1.6$ T

Entre -1 et 1 T environ, les surfaces construites à partir de mesures en sinus et en triangle se superposent presque parfaitement. Lorsque l'induction est plus élevée, l'écart entre les surfaces devient significatif. Cet écart est probablement dû à des effets de relaxation dans l'épaisseur de la tôle qui ne sont pas pris en compte dans cette hypothèse. On considère donc que l'hypothèse est validée pour des valeurs comprises entre -1 et 1 T. La majorité des pertes ayant lieu entre -1 et 1 T, l'écart entre les deux surfaces devrait n'avoir qu'un impact marginal sur le calcul des pertes par cette modélisation. On s'appuiera donc sur cette hypothèse pour la modélisation des pertes fer.

Suite à cette étude, on conclut que faire l'hypothèse d'un H_{dyn} ne dépendant que de B et dB/dt n'engendrera pas d'erreurs trop importantes sur le calcul des pertes fer. On remarque également que cette hypothèse autorise une identification de la surface H_{dyn} à partir de mesures en sinus en triangle. D'autres formes sont éventuellement possibles.

Suite à la validation de ces hypothèses, la reconstruction du cycle d'hystérésis peut être effectuée à partir de la relation (15). On notera également que la caractérisation du matériau peut également se faire en induction sinusoïdale.

Afin de vérifier la précision du modèle pour le calcul des pertes fer, nous allons comparer les valeurs calculées et mesurées pour des signaux d'induction ayant un fort contenu harmoniques.

2.4.2. Validation du modèle complet

Afin de quantifier l'erreur introduite par les hypothèses énoncées ci-dessus, une étape de validation du modèle complet est mise en œuvre. Des mesures sont réalisées sur le banc de caractérisation magnétique avec une induction imposée dans la tôle. Des inductions à différentes fréquences et ayant différents contenus harmoniques sont utilisées lors des mesures. Les cycles d'hystérésis représentant le comportement des matériaux sont mesurés et comparés aux cycles d'hystérésis reconstruits par le modèle pour la même excitation.

La relation (15) est utilisée pour reconstruire le cycle d'hystérésis. L'évolution de l'induction B est connue et permet de calculer le champ magnétique H_{stat} correspondant à la contribution statique. A

partir de l'évolution de B , sa dérivée temporelle dB/dt est calculée. Le champ magnétique dynamique H_{dyn} correspondant au B et dB/dt déterminé à un instant t peut alors être lu directement sur la surface pour reconstruire la partie dynamique du cycle d'hystérésis. Le cycle complet peut alors être calculé en sommant la contribution statique et la contribution dynamique en chaque pas de temps. En suivant cette démarche, le cycle d'hystérésis est calculé pour plusieurs évolutions d'induction différentes qui serviront de cas tests de validation.

. Les Figure 44 à Figure 47 montrent la superposition du cycle mesuré et du cycle calculé. On remarque de légères différences à faibles inductions. Ces différences sont probablement dues au fait que la mesure de la tôle utile au développement du modèle se fait à plus haute induction (1.6T dans le cas de la modélisation proposée).

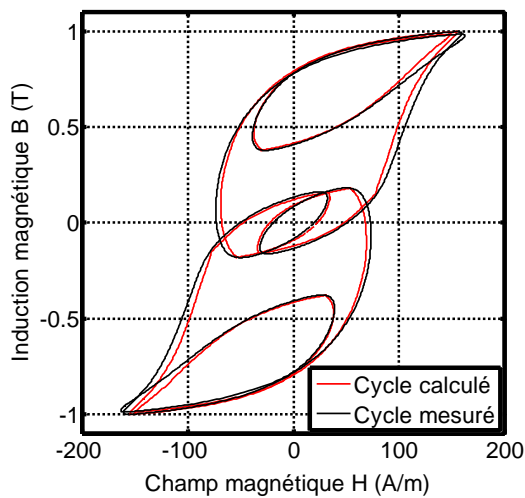


Figure 44 : Cycle mesuré pour une induction H5-50-180 à 50 Hz (HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y% et déphasage Z degrés)

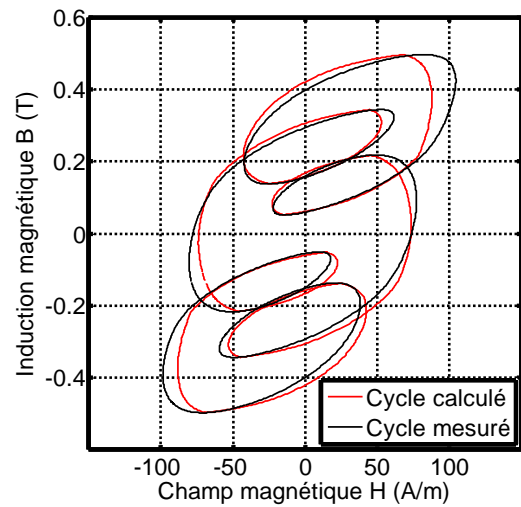


Figure 45 : Cycle mesuré pour une induction H5-50-60 à 150 Hz (HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y% et déphasage Z degrés)

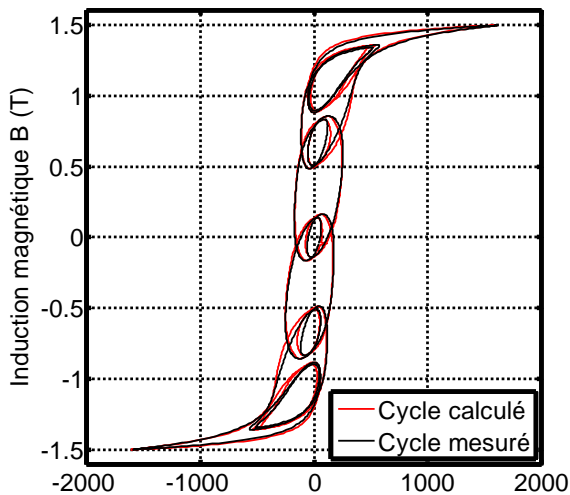


Figure 46 : Cycle mesuré pour une induction H11-25-180 à 150 Hz (HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y% et déphasage Z degrés)

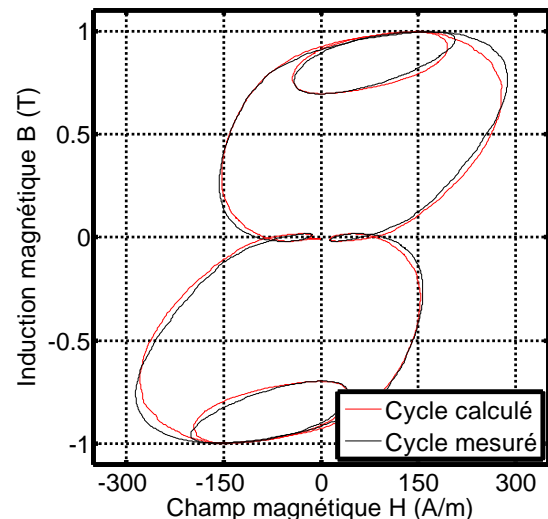


Figure 47 : Cycle mesuré pour une induction H5-25-180 à 400 Hz (HX-Y-Z : sinus avec harmonique X d'amplitude Y% et déphasage Z degrés)

Les Tableau 3 présente les résultats de pertes pour un plus grand nombre de cycles de validation pour différentes fréquences et différents niveaux d'induction.

Tableau 3 : Pertes fer mesurées et calculées exprimés en W/kg pour des signaux Hx-y-z (comportant un harmonique x, à y% d'amplitude du fondamental avec un déphasage de z degrés) et deux fréquences 50Hz 150 Hz et 400 Hz.

		50 Hz			150 Hz			400 Hz		
Signal	Induction crête	Mesure	Modèle LS	Ecart (%)	Mesure	Modèle LS	Ecart (%)	Mesure	Modèle LS	Ecart (%)
H3-50-60	0,5	0,5	0,4	-14	2,2	2,1	-8	9,4	9,5	1
	1	1,7	1,6	-6	7,7	7,4	-5	35,5	34,7	-2
	1,5	4,1	4,0	-3	18,1	17,4	-4	83,0	81,2	-2
H5-25-60	0,5	0,5	0,4	-14	2,0	1,9	-6	8,4	8,7	4
	1	1,6	1,5	-5	7,0	6,8	-3	31,6	32,1	2
	1,5	3,7	3,7	1	16,3	16,3	0	74,5	76,1	2
H5-25-180	0,5	0,5	0,6	-15	2,4	2,2	-8	10,3	10,5	2
	1	1,8	1,7	-7	8,6	8,2	-5	40,0	39,7	-1
	1,5	4,5	4,5	0	20,5	20,1	-2	95,0	94,9	0
H5-50-60	0,5	0,7	0,6	-15	3,1	3,0	-4	13,5	14,7	9
	1	2,3	2,1	-7	11,1	10,9	-2	51,9	55,5	7
	1,5	5,4	5,3	-2	26,0	26,0	0	123,2	132,2	7
H5-50-180	0,5	0,8	0,7	-15	3,7	3,5	-5	16,6	17,9	8
	1	2,8	2,6	-7	13,7	13,3	-3	64,8	68,5	6
	1,5	6,6	6,5	-1	32,1	31,8	-1	153,3	161,2	5
H11-25-60	0,5	0,8	0,7	-15	4,1	4,1	1	18,5	21,8	18
	1	3,0	2,8	-6	15,5	15,8	2	72,9	85,2	17
	1,5	7,7	7,5	-3	37,9	38,7	2	176,0	201,3	14
H11-25-180	0,5	0,8	0,7	-15	4,0	4,1	1	18,0	21,3	18
	1	2,9	2,7	-6	15,1	15,4	2	71,0	82,8	17
	1,5	7,4	7,1	-4	36,8	37,3	1	170,9	196,1	15

On remarque des écarts globalement assez faibles sur tous les cycles de validation. Même si ces écarts restent modérés, les écarts les plus élevés se trouvent généralement aux niveaux d'induction les plus faibles. Cela est dû au fait que l'identification des pertes dynamiques du matériau est faite à induction élevée. Une modélisation du matériau faite à partir de mesures à différentes inductions crêtes permettrait probablement une précision encore supérieure. Cette prise en compte nécessiterait bien sûr une complexification du modèle. En effet, il faudrait alors gérer les discontinuités entre les surfaces caractérisées. Cette complexité supplémentaire se traduirait nécessairement par un temps de calcul rallongé. De plus, le nombre de mesures devant être effectuées serait également plus important. On remarque également des écarts importants à haute fréquence (harmonique 11 sur un fondamental de 400Hz). Pour ces fréquences, on peut supposer que la surface dynamique n'est pas parfaitement caractérisée. La précision des résultats dépendra alors de la manière dont cette surface est extrapolée pour des dB/dt élevés. Les résultats de validation montrent que les pertes sont toujours légèrement surestimées pour ces fréquences. Une légère surestimation est préférable à une sous-estimation des pertes lors de processus de dimensionnement. Néanmoins, on cherchera toujours à identifier la surface dynamique à l'induction la plus élevée permise par le matériel de caractérisation.

2.5. Conclusion

Ce chapitre a permis d'exposer les détails de la modélisation des phénomènes dissipatifs dans la tôle par le modèle LS et la reconstruction de l'hystérésis. Le modèle de Preisach et les fonctions d'Everett ont permis de construire un modèle d'hystérésis statique qui prend en compte les boucles mineures et qui permet de calculer, avec une bonne précision, les pertes à basse fréquence sur des signaux comportant de forts niveaux d'harmoniques. En effet, les résultats obtenus par la modélisation ont été comparés à des mesures sur 24 cas tests de validation ayant de forts contenus harmoniques et les différences sur les pertes restent dans la majorité des cas inférieures à 10%. Une optimisation de la quantité de données nécessaires pour identifier le modèle peut être envisagée pour réduire encore ces écarts. Bien que cette optimisation puisse également être orientée pour réduire le temps de calcul, celui-ci restera toujours plus long qu'un modèle analytique. Une bonne implémentation de ce modèle statique dans les logiciels permettra également de réduire ces temps de calculs (vectorisation et parallélisation par exemple).

Nous avons également analysé le comportement de la contribution dynamique du modèle LS. Les hypothèses sur lesquelles repose la modélisation ont également été ainsi énoncées et validées. Ceci a permis de montrer que des caractérisations en induction sinusoïdale permettent dans le cas du matériau étudié de construire le modèle, alors que précédemment des caractérisations en induction triangulaire étaient demandées. La construction de la surface de réponse dynamique du matériau à partir des mesures est expliquée ainsi que son utilisation lors de l'exécution du modèle. La contribution dynamique vient compléter le modèle statique afin de calculer avec précision les pertes fer jusqu'à des fréquences élevées. Une limite de modélisation en fréquence a été définie.

Enfin, le modèle est comparé à des mesures effectuées sur banc de caractérisation magnétique. La comparaison est faite sur 63 cas tests reprenant des formes d'induction à fort contenu harmonique afin de s'assurer de la validité du modèle dans un très grand nombre de cas.

On remarque dans la mise en pratique de ce modèle qu'un gain de temps est obtenu sur la phase expérimentale. En effet ce modèle ne nécessite qu'un nombre restreint de mesures notamment pour ce qui concerne la contribution dynamique du modèle (seuls les cycles à induction maximum sont nécessaires). Cependant, il est vrai que si le nombre de mesures est restreint, la quantité d'informations prises à chaque mesure est plus importante puisque le tableau de valeurs B et H représentant le cycle doit être mesuré. L'instrumentation doit donc permettre ce type de mesure. On remarque néanmoins que les bancs de caractérisation disponibles sur le marché (ex : Brockhaus) permettent ce genre de mesures. Il faut également noter que la plupart des fournisseurs d'aciers électriques possèdent de tels bancs et pourraient donc fournir les données nécessaires à ce modèle.

Le modèle ayant été expliqué et validé, il s'agit maintenant de l'implanter dans un code de calcul de machine électrique. On tentera également de définir ses limites de validité et d'utilisation en l'utilisant pour la machine électrique qui fait l'objet de notre étude.

Chapitre 3. **Application du modèle LS aux machines électriques**

SOMMAIRE

3.1.	Méthodologie de calcul	62
3.2.	Sensibilité des pertes fer au maillage et au pas de temps	64
3.2.1.	Sensibilité au maillage.....	65
3.2.2.	Sensibilité au pas de temps	69
3.2.3.	Sensibilité à la courbe B(H).....	70
3.3.	Domaine de validité du modèle.....	71
3.4.	Validations expérimentales	76
3.5.	Impacts du process	80
3.6.	Conclusion	84

Résumé

Ce chapitre va détailler l'implémentation que nous avons faite de notre modèle au sein d'un code de calcul éléments finis afin d'évaluer les pertes fer des moteurs étudiés. Les sensibilités au maillage, au pas de temps et à la courbe B(H) seront également présentées. En considérant les phénomènes intervenant au sein du moteur, une méthode sera définie pour déterminer quelles sont les caractérisations magnétiques du matériau nécessaires pour une bonne modélisation des pertes. Enfin des validations sur banc machine sont présentées. Quelques éléments bibliographiques sur les impacts du process permettent enfin de mettre en lumière certaines limites du modèle en présentant des phénomènes non modélisés.

3.1. Méthodologie de calcul

La méthode choisie pour la détermination des pertes consiste à calculer dans un premier temps, l'induction au sein du moteur en fonction du temps. On utilise ensuite ces données comme entrée du modèle de pertes présenté au Chapitre 2. Cela revient à utiliser un modèle de pertes fer a posteriori.

Afin d'évaluer correctement les pertes fer dans le moteur, il est nécessaire que le modèle du moteur puisse calculer avec précision les niveaux d'induction dans les différentes parties du moteur en fonction du temps. Une modélisation trop sommaire du moteur (modélisation au premier harmonique) pourrait alors mener à une sous-estimation importante des pertes. C'est pourquoi, une modélisation par éléments finis a été choisie. Des travaux antérieurs mettant en œuvre des machines instrumentées montrent que les formes d'ondes de l'induction locale obtenues par simulations éléments finis et celles mesurées sont sensiblement identiques [27], [1], [35]. Le moteur est donc modélisé par éléments finis et résolu en pas à pas dans le temps. Dans notre cas, une simulation sur une demi-période électrique est suffisante, la période électrique totale étant reconstituée par symétrie ou antisymétrie. Les courants sont imposés sinusoïdaux.

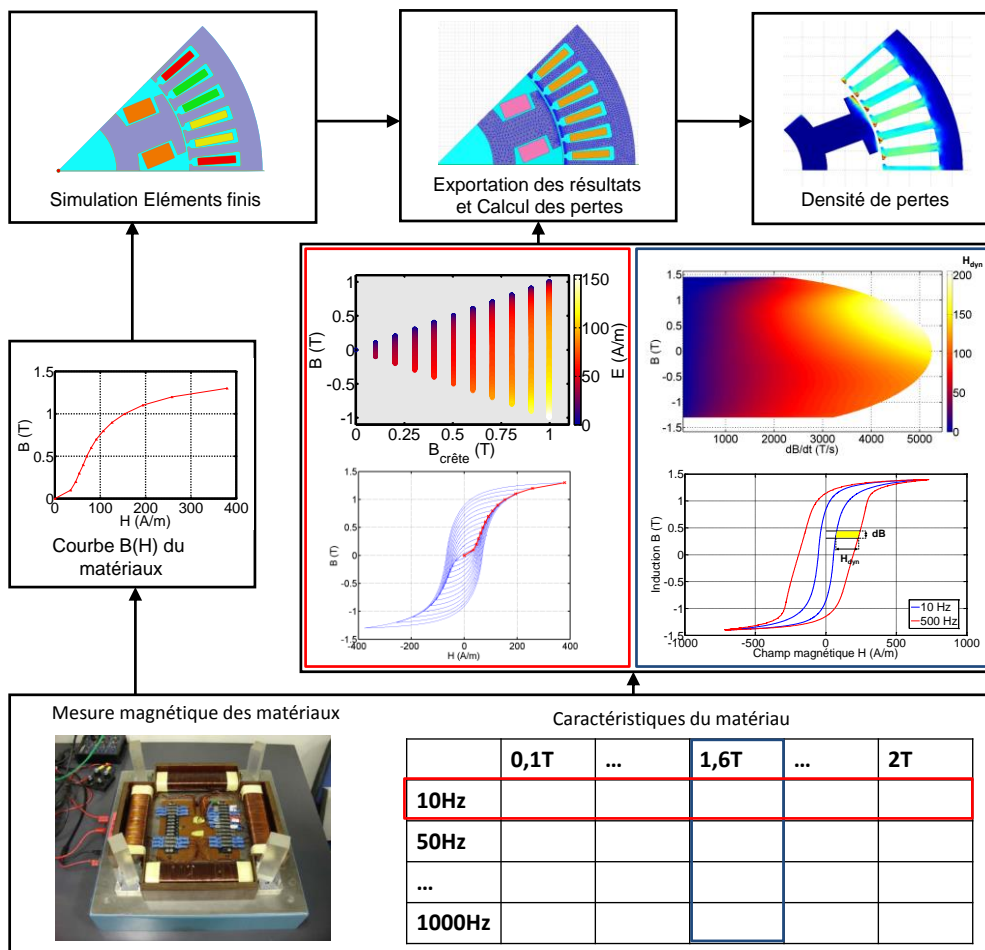


Figure 48 : Méthodologie de calcul des pertes fer en post traitement à des calculs éléments finis.

La Figure 48 illustre la méthodologie employée pour l'estimation des pertes fer. Pour le calcul par éléments finis, le matériau magnétique est défini par une courbe $B(H)$ univoque. On rappelle que

cette courbe est déterminée en prenant l'induction et le champ magnétique maximum de plusieurs cycles d'hystérésis d'amplitudes différentes mesurés sur cadre Epstein. Compte tenu de la présence d'un entrefer et des dimensions de la machine, on peut affirmer que l'utilisation de cette courbe univoque pour représenter le matériau n'aura pas de conséquences significatives sur la répartition et l'évolution de l'induction au sein de la machine.

Suite à la simulation par éléments finis, l'induction en chaque élément de la tôle et à chaque pas de temps est exportée dans un fichier. À cette étape, on dispose des composantes de l'induction sur x et y en chaque élément et pour chaque pas de temps. Le modèle de pertes fer étant scalaire, un traitement particulier des variations bidimensionnelles de $B(t)$ est effectué. En effet le modèle suppose que le matériau est isotrope et que l'induction et le champ magnétiques restent alignés. Ce qui n'est pas le cas en pratique puisque dès que l'excitation s'écarte de la direction longitudinale de laminage ou de la direction transverse qui lui est perpendiculaire, on a un comportement vectoriel. C'est ce qui se passe dans les circuits magnétiques des machines où toutes les directions du plan de la tôle sont sollicitées et où certaines zones comme les pieds des dents voient un champ tournant avec des formes très complexes (voir chapitre 1). Pour tenir compte de ces phénomènes et en l'absence de modèle vectoriel 2D simple et fiable, nous appliquons le théorème de superposition pour les pertes. Pour ce faire, on considère dans chaque élément, un nouveau repère orthonormé lié au vecteur $B(t)$ dont l'un des deux axes est parallèle à la direction sur laquelle l'amplitude de $B(t)$ est maximale (Figure 48). Les composantes $B_{//}(t)$ et $B_{\perp}(t)$ sont alors utilisées comme entrées du modèle pour calculer $H_{//}(t)$ et $H_{\perp}(t)$ et en déduire les cycles d'hystérésis correspondants. Les pertes totales sont alors la somme des pertes associées à chacune des composantes. L'intégration de ces pertes sur toute la surface (volume) de la tôle donne les pertes fer au sein du moteur. Le choix de ces axes de référence n'est pas arbitraire. Il permet d'appliquer directement le modèle scalaire dans le cas d'une induction uniaxiale et de minimiser ainsi les erreurs numériques qui peuvent être engendrées par la méthode.

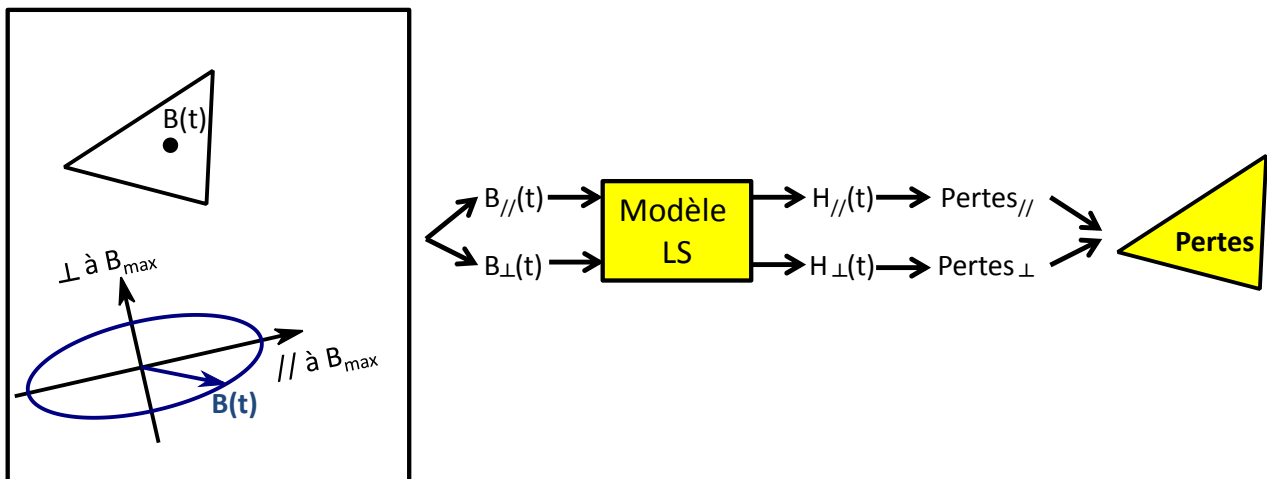


Figure 49 : Illustration de la décomposition de l'induction en deux variables scalaires pour le calcul des pertes fer.

Cette hypothèse qui s'appuie sur le principe de superposition est assez forte et n'est pas toujours valable. En effet, des travaux antérieurs [36], [37], [38] sur les pertes en champ tournant sur des tôles FeSi à grains orientés ou non orientés, ont montré que ce principe est valable uniquement à basses inductions ($<1T$). Pour des inductions plus élevées, les pertes augmentent moins vite que la somme des pertes sur les deux axes, passent par un maximum puis décroissent vers la

saturation (Figure 50 et Figure 51). Cependant, cette hypothèse a été évaluée dans le cas d'une tôle de fer semi-process relativement isotrope, M1000-65D [38] dans le cas d'une machine asynchrone. Des formes d'ondes d'induction tournante obtenues par simulation dans le stator ont été reproduites sur un banc de mesure de type cadre "champ tournant" ou RSST (Rotational Single Sheet Tester) et les pertes mesurées ont été comparées à celles calculées par cette méthode. Pour ce matériau, les écarts obtenus sont inférieurs à 10%. Dans notre cas, le matériau testé a une anisotropie non négligeable et il est difficile d'évaluer cet écart. Cependant, compte tenu de la géométrie de la machine étudiée, les zones sollicitées en champs tournants ne sont pas prépondérantes et on peut considérer que l'impact de cette hypothèse reste faible.

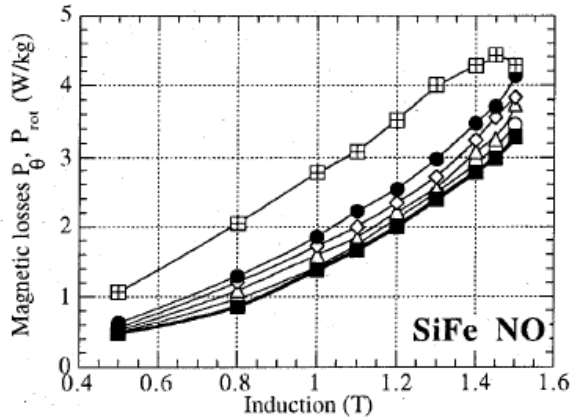


Figure 1 : Magnetic losses curves as a function of induction level obtained for uniaxial and circular B



Figure 50 : Magnetic losses curves as a function of induction level obtained for uniaxial and circular B [39]

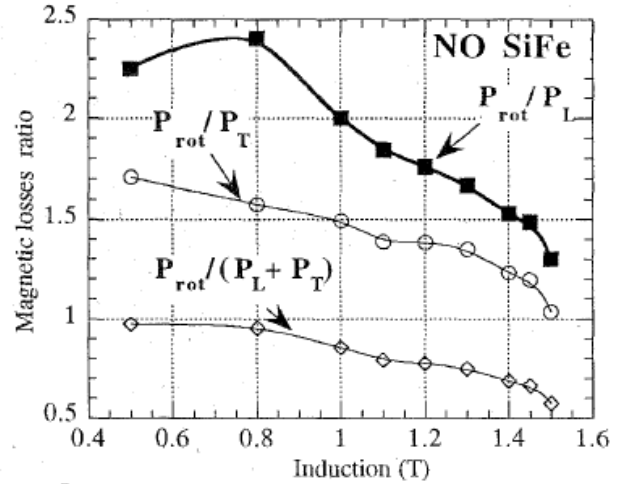


Figure 51 : Comparison between rotation magnetic losses P_{rot} and alternating rolling and transverse direction losses P_L and P_T [39]

3.2. Sensibilité des pertes fer au maillage et au pas de temps

Comme dans la plupart des travaux faisant intervenir des calculs éléments finis en pas à pas dans le temps, il est important de faire une étude de sensibilité au maillage et au pas de temps, afin d'évaluer l'impact que peuvent avoir ces deux paramètres sur les résultats [1]. Les conclusions permettront d'atteindre des niveaux de maillage et une discrétisation temporelle optimale permettant d'obtenir une précision suffisante tout en maintenant un temps de calcul acceptable. Les simulations étant réalisées ici en deux dimensions, le temps de calcul pourrait sembler peu critique, mais ce n'est pas le cas car l'application considérée ici implique un calcul de cartographie. En effet, la machine électrique de traction pour véhicule électrique est amenée à fonctionner sur une multitude de points de fonctionnement. Une multitude de simulations éléments finis sera donc nécessaire pour prendre en compte tous ces points de fonctionnement.

Le point de fonctionnement choisi pour les études de convergence est présenté dans le Tableau 4. Il s'agit d'un point à haute vitesse pour lequel le moteur fonctionne en défluxage. Il correspond à un couple d'environ 40 N.m, une tension batterie d'au moins 300 V et une vitesse de 12000 RPM soit une fréquence de travail de 800 Hz. Ce point a été choisi car il entraîne un fonctionnement assez particulier du moteur qui conduit à avoir dans certaines régions du circuit magnétique du moteur des évolutions d'induction très éloignées d'une sinusoïde. Une meilleure précision du

modèle éléments finis de la machine ainsi que du modèle de pertes fer est donc nécessaire afin de bien représenter la complexité des phénomènes intervenant au sein du moteur à ces régimes.

**Tableau 4 : Ordre de commandes du moteur pour un couple de 40 N.m,
une tension batterie d'au moins 300 V et une vitesse de 12000 RPM.**

Id	-161.4 A	Is	173.8 A
Iq	64.5 A	psi	158.2 °
If	9.7 A	If	9.7 A

3.2.1. Sensibilité au maillage

L'étude de convergence en maillage est réalisée pour quatre densités de maillage différentes. Le pas de temps est choisi afin d'obtenir 200 points par période électrique. En augmentant le nombre d'éléments dans la machine, l'évolution spatiale de l'induction devrait être mieux prise en compte. Il devrait en être de même au niveau des pertes fer. L'augmentation du nombre de mailles au niveau de l'entrefer va également permettre de mieux prendre en compte les variations de flux liées au mouvement du rotor par rapport au stator. Le Tableau 5 montre les résultats de cette étude de sensibilité. Les pertes fer sont calculées dans la culasse stator, les dents stator et le rotor. On fait également la différence entre les pertes statiques (contribution statique du modèle) et les pertes dynamiques (contribution dynamique du modèle).

Tableau 5 : Résultats de l'étude de sensibilité au maillage.

Maillage				Très grossier	Grossier	Normal	Fin
Nombre de mailles		Culasse stator		239	575	1116	1818
		Dents stator		846	1032	2410	7460
		Rotor		336	669	1311	2286
		Totales		4353	4303	9318	18913
Temps de calcul du modèle (s)				131	172	296	614
Pertes (W)	Stator	Culasse	Statique	116	117	117	117
			Dynamique	410	410	410	416
		Dents	Statique	299	299	300	300
			Dynamique	1569	1569	1576	1576
	Rotor	Statique	10	9	10	10	
		Dynamique	87	87	87	90	
	Totales au sein du moteur			2491	2491	2500	2509
	Tension induite max stator (V)				429	430	429
Tension induite efficace stator (V)				211	211	211	211
Couple moyen (Nm)				40,3	40,3	40,3	40,3

En étudiant en détail les résultats, on remarque que les maillages étudiés donnent des résultats très proches, à la fois en ce qui concerne les pertes fer mais aussi en ce qui concerne les tensions induites et le couple moyen. On remarque toutefois qu'une tendance se dégage au niveau de l'évolution des pertes dynamiques. Les pertes dynamiques augmentent très légèrement lorsque le maillage devient plus fin. Cependant, cette augmentation étant très faible, elle n'est pas considérée comme significative. Pour la suite de l'étude, on choisit de garder le maillage « normal ».

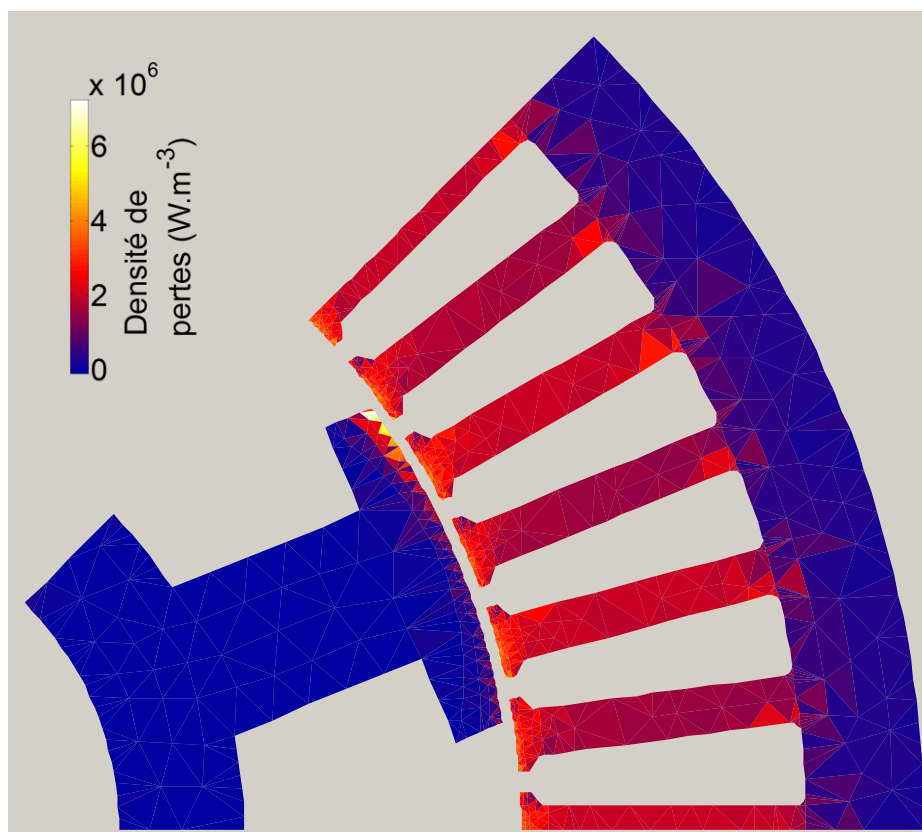


Figure 52 : Maillage et densité de pertes à 40 Nm et 12000 RPM pour un maillage « très grossier ».

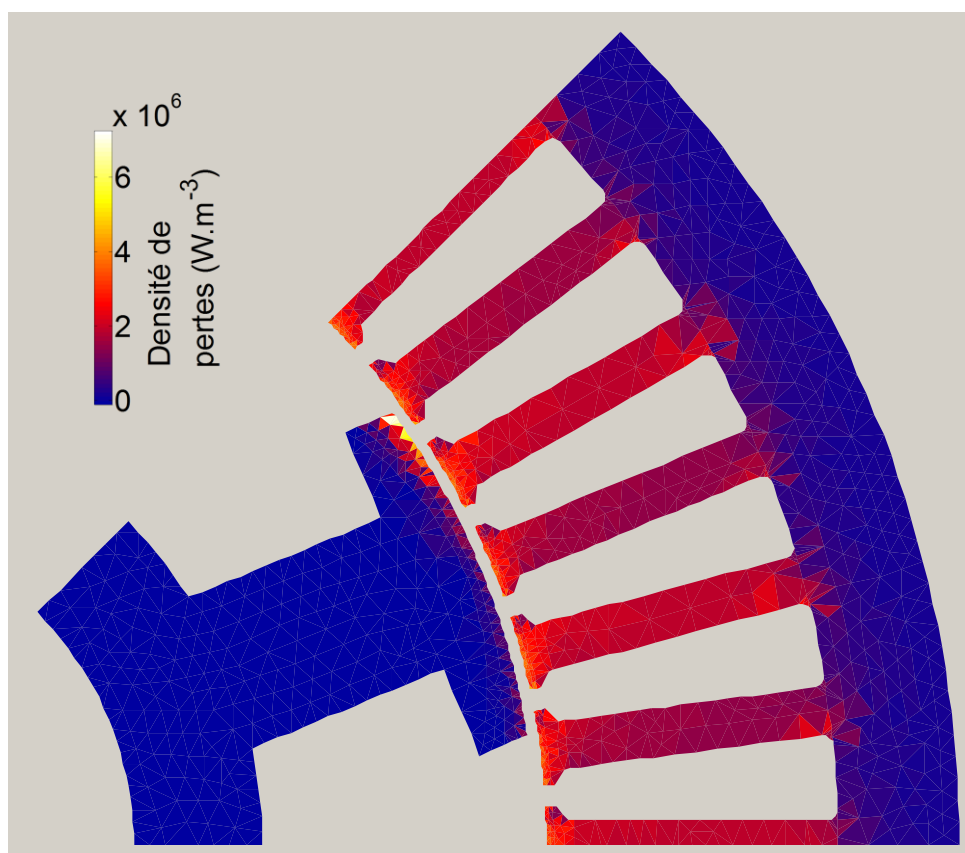


Figure 53 : Maillage et densité de pertes à 40 Nm et 12000 RPM pour un maillage « grossier ».

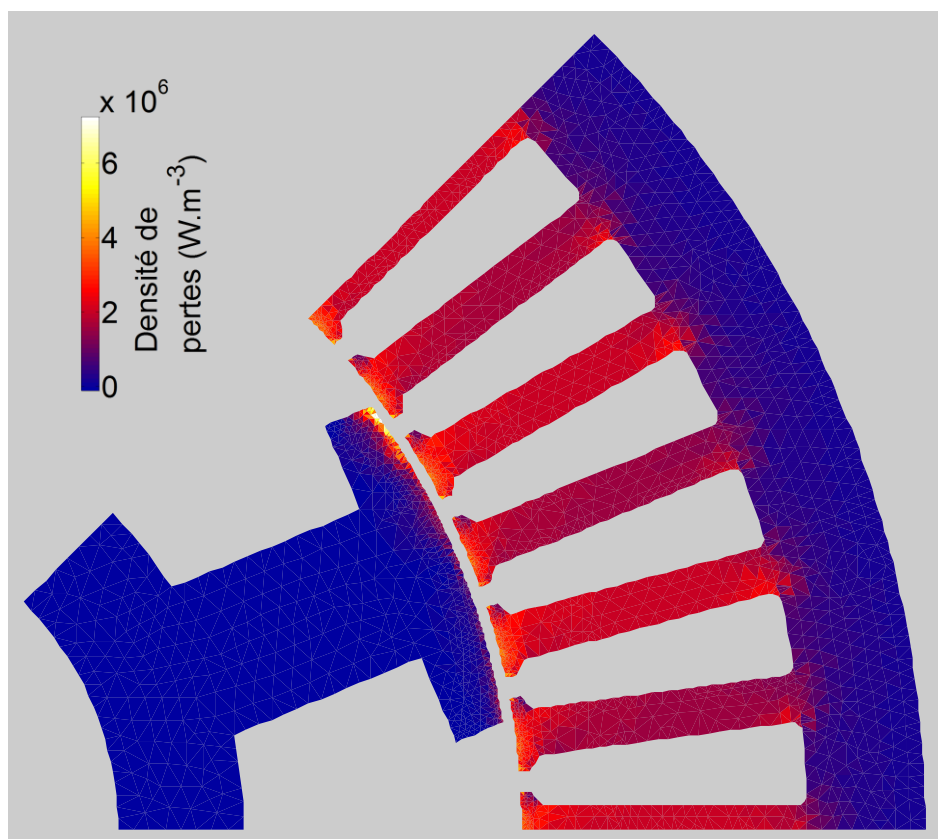


Figure 54 : Maillage et densité de pertes à 40 Nm et 12000 RPM pour un maillage « normal ».

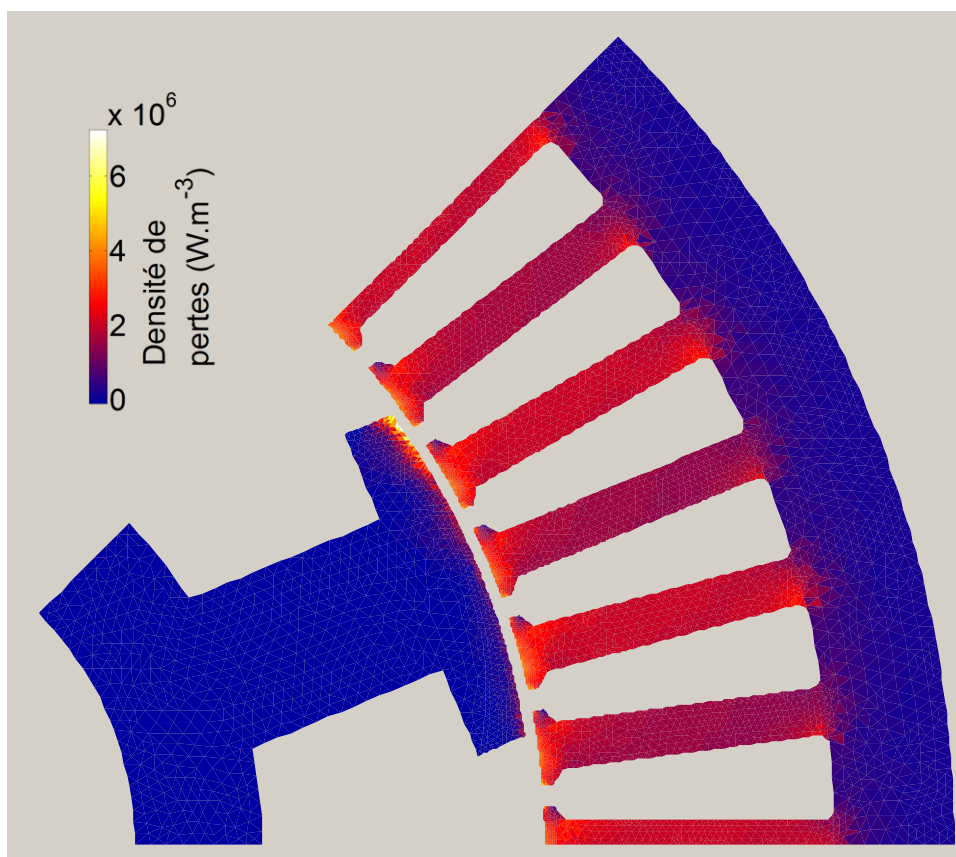


Figure 55 : Densité de pertes à 40 Nm et 12000 RPM pour un maillage « fin ».

On peut observer les mêmes phénomènes sur les quatre niveaux de maillage. On remarque que les dents séparant les bobines de deux phases différentes ont plus de pertes que les autres. Cela est dû à la répartition des bobinages.

3.2.2. Sensibilité au pas de temps

L'étude de sensibilité au pas de temps est réalisée pour quatre pas de temps différents permettant d'obtenir pour chacune des simulations 100, 200, 400 puis 800 points par période électrique. Le Tableau 6 montre les résultats de calcul des pertes fer dans les différentes régions du moteur. La distinction est faite entre les pertes statiques et les pertes dynamiques.

Tableau 6 : Résultats de l'étude de sensibilité au pas de temps.

Nombre de pas de temps par demi-période				50	100	200	400
Pertes (W)	Stator	Culasse	Statique	117	117	117	117
			Dynamique	411	410	413	413
		Dents	Statique	310	300	298	297
			Dynamique	1530	1576	1571	1568
	Rotor	Statique	9	10	10	10	
		Dynamique	69	87	96	98	
	Totales au sein du moteur			2446	2500	2505	2503
	Tension induite max (V)				425	429	431
Tension induite efficace (V)				211	211	211	211
Couple moyen (Nm)				40,3	40,3	40,3	40,3

Les variations des pertes fer dans le stator restent assez faibles entre les différents pas de temps considérés. On remarque cependant une diminution significative des pertes fer dynamiques au niveau du rotor lorsque le nombre de points diminue (-30% en passant de 800 à 100 points). Ce phénomène s'explique par le fait que les pertes au rotor sont fortement liées aux harmoniques spatiales dues au bobinage ainsi qu'aux dents. La fréquence de l'induction en surface du pôle rotor dépend du nombre de dents que le rotor voit passer pendant une période électrique. Dans notre exemple, une période électrique représente un quart de tour mécanique. Le rotor verra alors passer 12 dents stator. Les phénomènes ayant lieu au rotor sont donc à une fréquence 12 fois supérieure à la fréquence électrique. Si on considère le cas de la simulation faite avec 100 points par période électrique, il n'y aura alors plus que 8 points pour définir une période du phénomène vu par le rotor. On remarque un effet particulièrement prononcé sur les pertes dynamiques car le modèle dynamique prend en entrée le niveau d'induction ainsi que sa dérivée. L'erreur sur la dérivée devenant important, elle devient également visible sur les pertes fer calculées.

Les études de convergence en maillage et en pas de temps montrent qu'il y a une influence de ces paramètres sur les résultats. Cette étude est réalisée sur ce moteur en particulier et les conclusions obtenues peuvent être différentes sur une autre machine. Il est assez difficile de donner des règles précises permettant de réaliser un bon maillage et de choisir le bon pas de temps. Il y a cependant quelques règles qui permettent de dégrossir le travail. Le pas de temps doit permettre de prendre en compte l'essentiel des phénomènes ayant lieu au sein du moteur. En d'autres termes, en un endroit quelconque du moteur, les différents harmoniques d'induction devront pouvoir être calculées de manière suffisamment précise. Un pas de temps trop grand ferait l'effet d'un filtre et les harmoniques de rangs les plus élevés ne seraient pas représentées correctement. Dans un moteur électrique l'entrefer est la zone qui régit une part très importante des phénomènes de par sa réluctance et son rôle d'interface entre une partie fixe, le stator et une partie mobile, le rotor. Le maillage doit donc être particulièrement fin dans cette zone, afin de ne pas introduire d'erreur dans le calcul des grandeurs dans le reste du moteur mais également afin de prendre en compte les phénomènes liés aux harmoniques de rang élevé. Idéalement, une cohérence devra exister entre le maillage et le pas de temps afin que ni l'un ni l'autre ne viennent filtrer les phénomènes.

3.2.3. Sensibilité à la courbe $B(H)$

Nous avons jusqu'à présent fait l'hypothèse que la courbe $B(H)$ représentant le matériau dans le modèle élément finis n'avait que peu d'influence sur la répartition et l'évolution de l'induction dans la machine à cause de la grande réluctance de l'entrefer. Cette hypothèse a été déjà validée dans la thèse de Thierry Chevalier dans le cas d'une machine asynchrone [1]. Compte tenu de la géométrie et le fonctionnement complètement différents de notre machine, il nous est apparu pertinent d'évaluer l'impact de la courbe $B(H)$ sur les pertes dans notre cas.

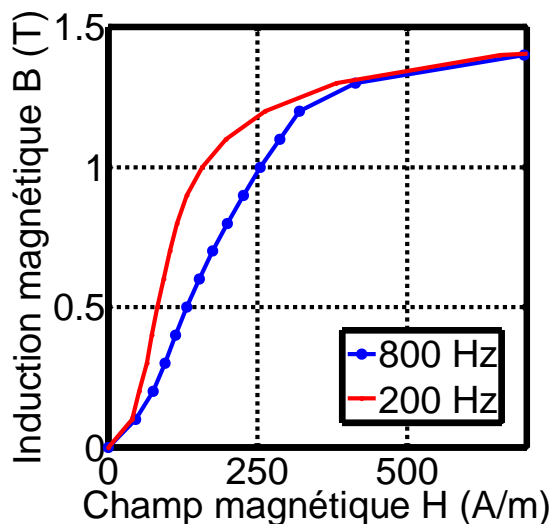


Figure 56 : Courbe $B(H)$ mesurée de la tôle M330-35A à 200 et 800 Hz.

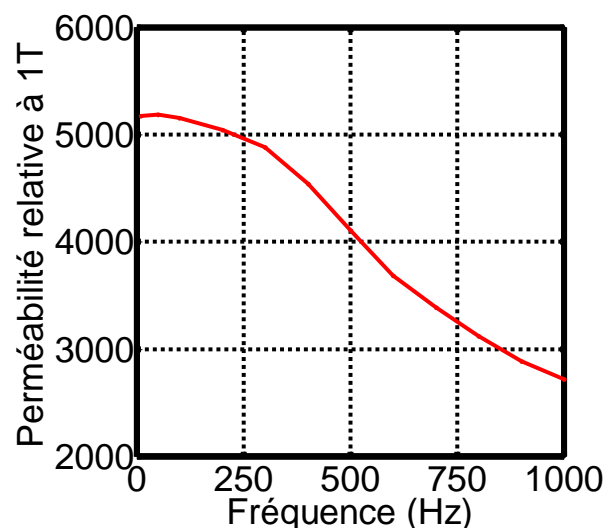


Figure 57 : Influence de la fréquence sur la perméabilité de la tôle M33035A pour une induction de 1T.

La Figure 56 présente les courbes $B(H)$ de la tôle M330-35A mesurées à 200Hz et 800Hz. On remarque une dégradation de la courbe entre 0 et 1.4 T quand on augmente la fréquence. Au-delà de 1.4T, les courbes ont tendance à se rejoindre. La Figure 57 illustre l'effet de l'augmentation de

la fréquence sur la perméabilité apparente à 1 T correspondant au point de différence maximale. On remarque qu'entre 10 et 1000 Hz la perméabilité de la tôle est environ divisée par deux.

Tableau 7 : Résultats de l'étude de sensibilité à la courbe B(H).

Fréquence (Hz)				200	800
Pertes (W)	Stator	Dents	Statique	118	115
			Dynamique	422	422
		Culasse	Statique	300	298
			Dynamique	1570	1555
	Rotor	Statique		9	9
		Dynamique		89	88
	Totales au sein du moteur			2508	2487
Tension induite max (V)				428	424
Tension induite efficace (V)				211	209
Couple moyen (Nm)				40,3	40,1

Le Tableau 7 montre les résultats obtenus sur un même point de fonctionnement en considérant dans les simulations élément finis, des lois B(H) du matériau définis par les mesures à 200 Hz et à 800Hz. On remarque des résultats très proches. Les pertes sont légèrement moins élevées lorsque la courbe B(H) à 800Hz est utilisée. De même le couple ainsi que les tensions induites calculée sont légèrement plus faibles. Cependant, les résultats étant très proches (moins de 3% d'écart au maximum), on considèrera que dans le cas du matériau M330-35A considéré, la courbe B(H) n'a que très peu d'influence sur les pertes fer de notre machine. Pour des matériaux ayant des pertes dynamiques plus élevées, il conviendrait de refaire l'étude.

3.3. Domaine de validité du modèle

La plupart des modèles de pertes étant basés sur une identification expérimentale, il est indispensable de savoir quelles caractérisations doivent être réalisées pour que le modèle représente de manière adéquate les réactions du matériau au sein du moteur. Cette question se pose en particulier pour le modèle de pertes dynamiques. Pour le modèle statique une fréquence faible et des cycles mesurés à différentes inductions crêtes permettent de représenter précisément le comportement du matériau. Dans le chapitre 2, nous avons vérifié que la forme du signal de caractérisation du modèle dynamique pouvait être choisie sinusoïdale. Nous avons également vu que sous une hypothèse assez forte le matériau pouvait être caractérisé à un unique niveau d'induction pour construire le modèle de pertes dynamiques. Il reste à déterminer quelles sont les fréquences et l'induction crête à considérer pour caractériser le matériau afin de construire un

modèle représentatif dans notre cas d'étude. On peut reformuler autrement en disant, qu'une fois caractérisé et construit, le modèle est capable d'estimer précisément les pertes en tenant compte des modes d'excitation réel dans la machine. Idéalement, pour que le modèle puisse bien représenter le matériau, il faudrait que le matériau subisse lors de la phase de caractérisation les mêmes excitations que lors de son utilisation au sein du moteur. Cette étude se propose donc d'évaluer ces excitations dans notre machine électrique.

Les paramètres jugés prépondérants dans la génération des pertes fer sont l'induction B et sa dérivée temporelle dB/dt . Nous allons donc observer ces grandeurs en tout point du circuit magnétique de la machine.

Afin de détailler la mise en œuvre de la méthodologie, considérons une machine électrique simulée par éléments finis sur une période électrique sur un point de fonctionnement à haute vitesse. Pour chaque pas de temps et en chaque élément du maillage, nous connaissons la valeur de B et dB/dt . Nous obtenons ainsi pour chaque pas de temps, un tableau contenant l'aire des éléments, les valeurs de B et de dB/dt correspondant à chaque élément comme illustré dans la Figure 58. Si l'on compte le nombre de fois qu'apparaissent chaque niveau d'induction et de dB/dt au sein du moteur sur tous les pas de temps d'une période électrique et en pondérant ses apparitions par l'aire des éléments considérés, il est possible de construire la cartographie d'occurrence que l'on retrouve à droite de la Figure 58.

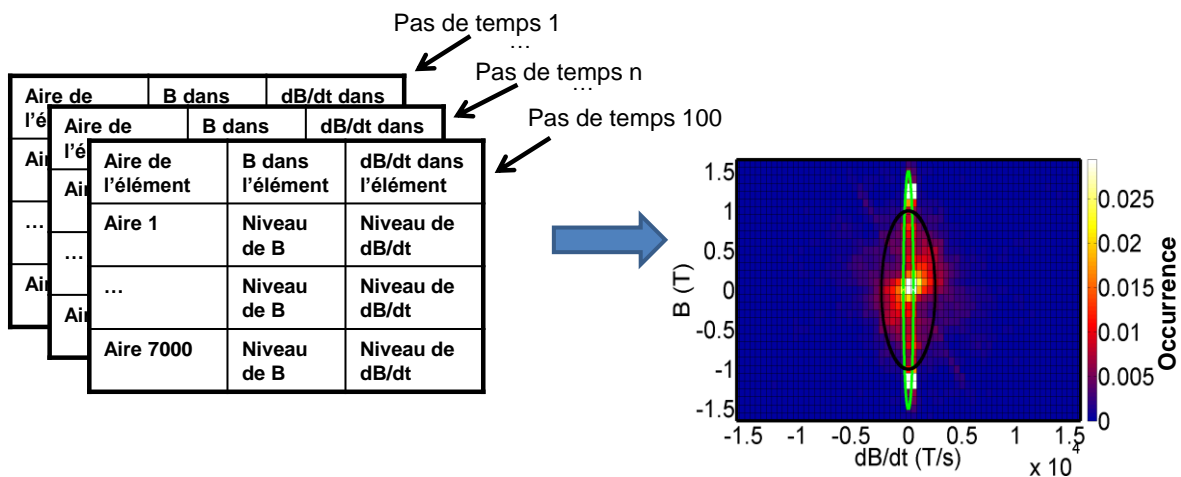


Figure 58 : Illustration de la méthodologie permettant de donner une idée des caractérisations à réaliser sur le matériau pour une bonne modélisation lors de son utilisation au sein du moteur électrique.

Il est alors possible de représenter le nombre de fois que la tôle reçoit un certain niveau d'excitation au sein du moteur (Figure 59).

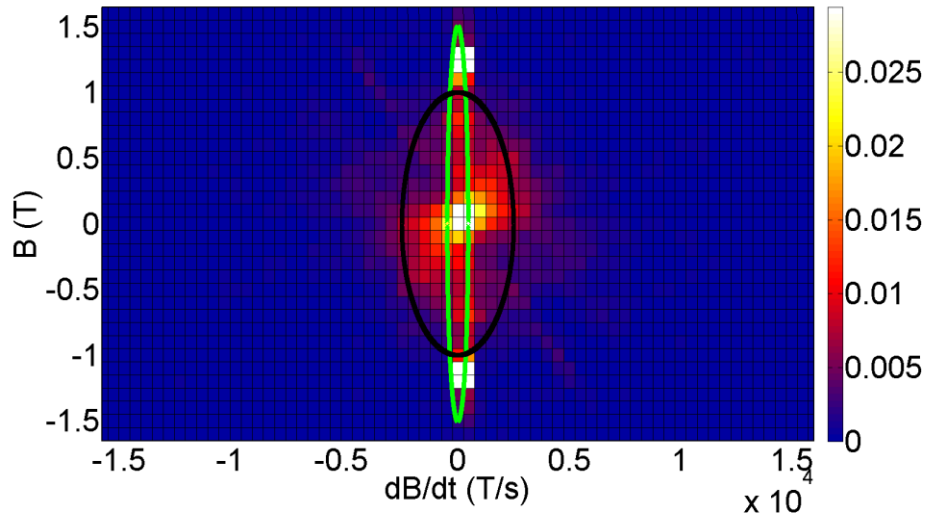


Figure 59 : Occurrence de B et dB/dt au sein de la machine électrique déterminée sur une période électrique pour un point de fonctionnement à haute vitesse. La surface obtenue est normalisée de manière à ce que l'intégrale soit égale à 1 sur tout le domaine d'études. Les ellipses noir et vertes représentent le chemin parcouru lorsque l'induction est sinusoïdale, respectivement à 1 T, 400 Hz et 1.5 T et 50 Hz.

Cette première représentation nous donne une idée des couples (B, dB/dt) qui interviennent les plus fréquemment. Cependant, on a vu précédemment que les niveaux de B et de dB/dt influent fortement sur les valeurs de H_{dyn} et donc sur les pertes. En particulier, à B équivalent, lorsque dB/dt augmente, les pertes auront tendance à augmenter également. Il est donc nécessaire de pondérer l'occurrence d'apparition d'un niveau (B, dB/dt) au sein du moteur par sa propension à générer des pertes. Pour ce faire, nous avons choisi de calculer la densité volumique d'énergie dynamique perdue pour chaque pas de temps et en chaque élément (38) qui s'exprime comme suit :

$$E_{dyn_{i,j}} = H_{dyn_{i,j}} \left(B_i, \left(\frac{dB}{dt} \right)_j \right) dB_{i,j} \quad (38)$$

On peut alors visualiser les pertes dynamiques cumulées sur tous les pas de temps et tout le volume du moteur en fonction de B et dB/dt (Figure 60). On voit dès lors que les points pour lesquels le dB/dt est élevé prennent alors de l'importance. Il est important de noter que le matériau n'a pu être caractérisé pour des dB/dt supérieur à 10 000 T/s. Pour réaliser la Figure 60, le modèle LS est utilisé en mode extrapolation.

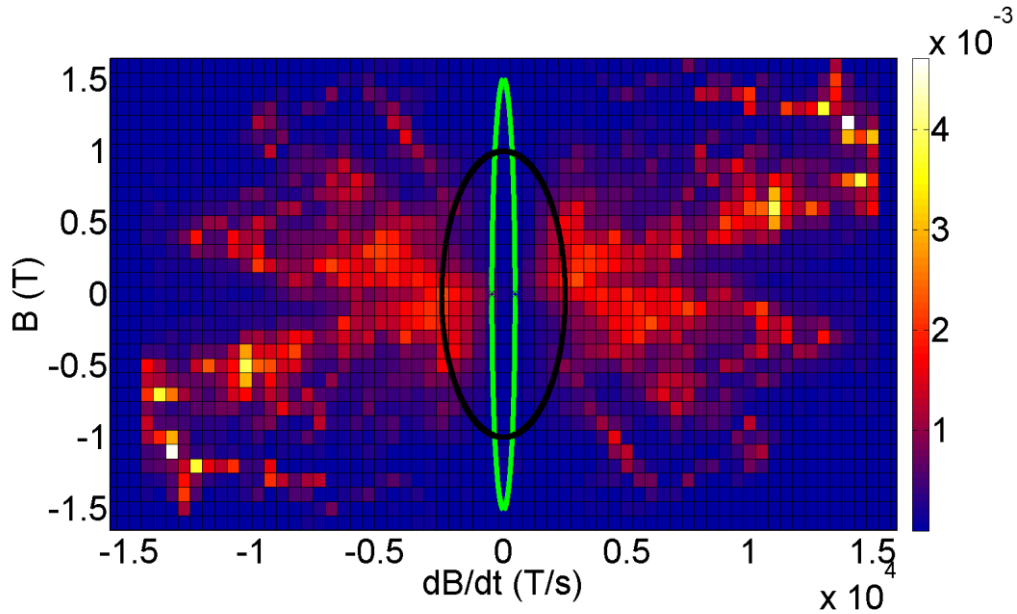


Figure 60 : Niveau normalisé de pertes dynamique au sein du moteur en fonction de B et dB/dt déterminé sur une période pour un point de fonctionnement à vitesse maximum. La surface obtenue est normalisée de manière à ce que l'intégrale des pertes soit égale à 1 sur tout le domaine. Les ellipses noire et verte représentent des inductions sinusoïdales, respectivement à 1 T@400 Hz et 1.5 T@50 Hz.

A l'aide des relations (39) et (40), il est possible d'exprimer une fréquence de caractérisation en fonction de l'induction B et du dB/dt que l'on souhaite atteindre.

$$B_0 = B_{crête} \cos(2\pi f t + \varphi) \quad (39)$$

$$\left(\frac{dB}{dt}\right)_0 = -B_{crête} 2\pi f \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (40)$$

Il faut préalablement déterminer le niveau $B_{crête}$ auquel sera caractérisé le matériau.

$$f = \frac{\left|\left(\frac{dB}{dt}\right)_0\right|}{2\pi \sqrt{B_{crête}^2 + B_0^2}} \quad (41)$$

En effet, il est possible d'atteindre un même niveau de B et dB/dt lors de deux mesures différentes à des fréquences et des inductions crêtes différentes comme illustré Figure 61.

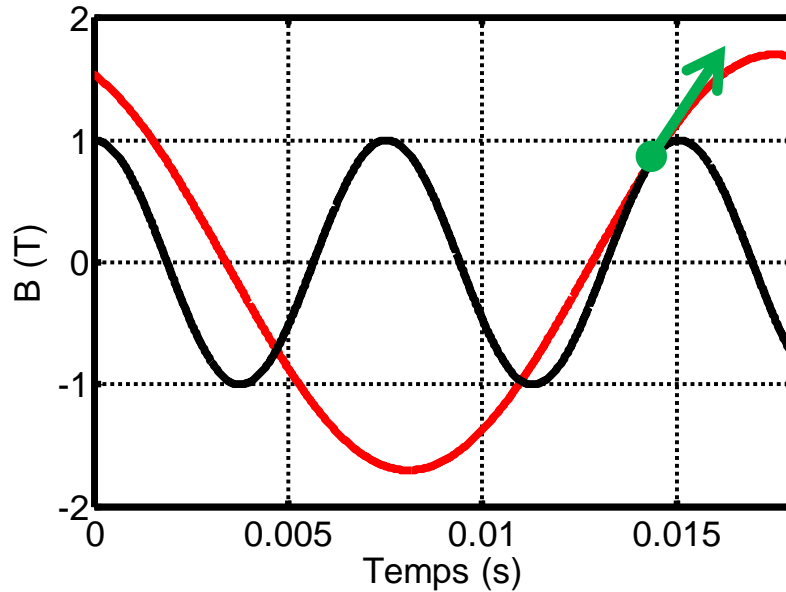


Figure 61 : Illustration de l'obtention d'un couple (B , dB/dt) identique sur deux signaux sinusoïdaux différents. L'un est défini par $B_{\text{crête}}=1\text{T}$ et $f=132.6\text{ Hz}$ et l'autre par $B_{\text{crête}}=1.7\text{ T}$ et $f=53.1\text{ Hz}$.

En pratique, on devrait choisir l'induction crête la plus élevée que permet le banc de mesure sur une large plage de fréquence. Dans notre cas, nous nous sommes limités à 1.6 T afin d'une part de contrôler proprement le facteur de forme et d'autre part d'atteindre une fréquence de 1000 Hz sur le banc de mesure. Il est alors nécessaire d'extrapoler les mesures au-delà de manière à construire un modèle complet du matériau.

A partir de la Figure 60 et grâce à la relation (41), on peut obtenir la Figure 62. En effet, si l'on prend un point particulier de la Figure 60 correspondant à un niveau de B et de dB/dt , et en considérant un $B_{\text{crête}}$ de 1.6 T, on peut calculer une fréquence correspondant à ce point. En reliant le niveau de pertes dynamiques de ce point avec la fréquence déterminée et en répétant l'opération pour tous les points, on aboutit à l'histogramme cumulé de la Figure 62.

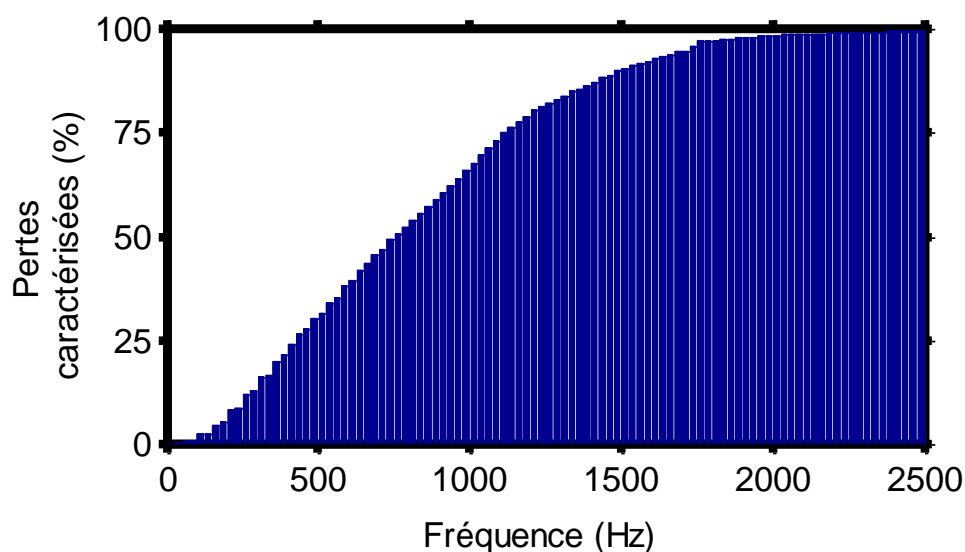


Figure 62 : Pourcentages de pertes dynamiques calculées au sein du moteur pour un point à haute vitesse s'appuyant effectivement sur des caractérisations du matériau.

On peut alors y lire qu'à partir de mesure faites à 1.6 T crête et jusqu'à une fréquence de 1000 Hz, environ 80% des pertes du moteur sont calculées à partir de données effectivement mesurées tandis que 20% des pertes sont calculées à partir de données extrapolées du matériau. Ces conclusions étant elles même basées en partie sur des extrapolations, elles peuvent varier légèrement si la manière dont l'extrapolation n'est pas représentative de la réalité.

3.4. Validations expérimentales

Après avoir validé le modèle sur banc de caractérisation pour des formes d'induction très diverses, après avoir déterminé les conditions de simulations permettant une bonne précision et étudié les limites de la modélisation, il s'agit maintenant de valider le modèle sur le moteur réel. Pour cela, différents essais sont réalisés sur un banc moteur Figure 63.

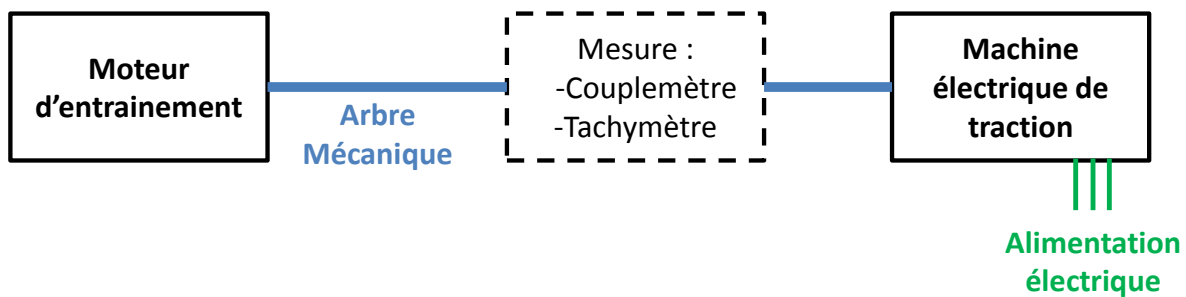


Figure 63 : Schéma générale du banc moteur pour la mesure des pertes fer.

L'objectif de ces essais est de déterminer les pertes fer. En mesurant la vitesse et le couple au niveau de l'arbre moteur du moteur entraîné à vide ou en court circuit, on peut déterminer les pertes totales du moteur à tester. En effet, le couple relevé au niveau du couplemètre correspond à un couple résistant qui est directement lié aux pertes ayant lieu dans ce moteur (pertes par frottements mécaniques, aérauliques, pertes fer si le rotor est alimenté ...).

Le premier essai est un essai moteur entraîné à vide. Les phases du stator sont déconnectées. La tension qui apparaît à leurs bornes permet de vérifier que la machine est bien désaimantée. Ce premier essai permet de déterminer les pertes mécaniques au sein du moteur. Un deuxième essai est ensuite réalisé avec un premier niveau de courant au rotor (par exemple 4 A). L'alimentation du rotor apporte au sein du moteur un certain niveau d'induction qui lorsque le moteur va tourner engendrera une variation de flux responsable de pertes fer. Lors de cet essai, la puissance mécanique mesurée sur l'arbre représente la somme des pertes mécaniques du moteur et des pertes fer. Si l'on soustrait les pertes mesurées lors du premier essai (rotor non alimenté), on obtient les pertes fer à un certain niveau de courant rotor. Les résultats pour différentes vitesses de rotation du moteur et excitations rotor sont représentés (Tableau 8 et Tableau 9). Des simulations du moteur reprenant les mêmes conditions que les essais sont également effectuées afin d'en comparer les résultats. Le moteur à huit pôles présenté précédemment n'étant pas disponible pour ces essais, c'est un autre moteur synchrone à rotor bobiné à pôles saillant assez peu différent du premier qui a été utilisé. Nous l'appellerons moteur A par la suite. Une deuxième version du moteur A présentant des changements géométriques mineurs a également été testé sur banc moteur. Les résultats sont présentés pour les deux moteurs.

Tableau 8 : Comparaison des résultats du modèle LS avec la mesure sur banc moteur, lors d'un essai moteur entraîné à vide (Moteur A).

Vitesse	If	Mesure indirecte des pertes	Pertes LS totale	Ecart LS / Mesure
RPM	A	W	W	%
10000	13	2269	2055	-9,4
10000	2	552	419	-24,1
6000	13	1040	908	-12,7
6000	2	273	188	-31,1

Le Tableau 8 montre pour le moteur A des valeurs de pertes simulées très inférieures aux pertes fer mesurées tandis que le Tableau 9, montre pour le moteur B des résultats beaucoup plus acceptables. La plus grosse différence entre les deux moteurs se situe au niveau du process de découpe des tôles. Pour le moteur B, la découpe et l'assemblage des tôles est beaucoup plus propre. Son bobinage multifilaire est aussi mieux réalisé.

Tableau 9 : Comparaison des résultats du modèle LS avec la mesure sur banc moteur, lors d'un essai moteur entraîné à vide (Moteur B).

Vitesse	If	Mesure indirecte des pertes	Pertes LS stator	Pertes LS rotor	Pertes LS totales	Ecart LS / Mesure
RPM	A	W	W	W	W	%
10000	12,5	2057	1753	223	1976	-3,9
10000	4	1213	1058	97	1155	-4,8
6000	12,5	968	789	87	876	-9,5
6000	4	573	478	38	516	-9,9

Les résultats obtenus sur le moteur B montrent des écarts entre modélisations et mesures inférieurs à 10 %. L'estimation des pertes est tout à fait acceptable au vu des hypothèses. Pour les deux moteurs, on peut avancer de nombreuses explications à ces écarts. Il y a tout d'abord l'imprécision initiale des hypothèses de modélisation que nous avons vu précédemment. Parmi celles-ci, on peut rappeler, l'utilisation d'une courbe univoque pour représenter le matériau dans la modélisation du moteur associée à l'utilisation d'un modèle de pertes fer en post traitement, la prise en compte simpliste des aspects bidimensionnels dans le calcul des pertes, une modélisation dynamique basée sur des mesures réalisées pour une seule induction crête.. Il faut également rappeler que les modélisations proposées jusqu'ici considèrent un moteur parfaitement réalisé et ne prennent donc pas en compte des aspects process pouvant eux-mêmes être sources de pertes

supplémentaires (déformations plastiques des bords de découpe de la tôle lors de son estampage, effets de l'assemblage des tôles entre elles par soudage ou agrafage, contraintes mécaniques lors de l'assemblage du stator dans son carter et du rotor sur son axe, excentricité du rotor, défauts de formes, ...). Enfin, nous nous sommes ici concentrés sur les pertes fer, mais les phases du stator étant constituées de plusieurs bobines en parallèle, elles-mêmes composées de plusieurs fils en main, des courants de circulation pourraient également être responsables de certaines pertes bien que les phases soient extérieurement déconnectées. Le cumul de tous ces phénomènes peut expliquer pourquoi le modèle de pertes aboutit à une légère sous-estimation des pertes fer. En ce qui concerne le moteur A, on peut attribuer les écarts importants à des pertes par circulation dans les conducteurs mis en parallèle ainsi qu'à des pertes supplémentaires dues à la dégradation des tôles au niveau des bords de découpe.

Ce premier essai est tout à fait intéressant car il permet de déterminer expérimentalement les pertes fer. Le fonctionnement du moteur entraîné et non alimenté n'est toutefois pas représentatif des variations de flux perçues par la tôle lors de son fonctionnement au sein de la voiture électrique. En effet, un fonctionnement rotor seul alimenté ne constitue pas une utilisation normale du moteur. On choisit donc d'avoir recours à un deuxième type d'essai dans lequel les phases du stator seront mises en court-circuit. Cette configuration, ne représente pas non plus un point de fonctionnement couramment rencontré lors du fonctionnement normal du moteur. Cependant, la présence d'un courant stator le rapproche d'un fonctionnement rencontré à haute vitesse et fort niveau de défluxage. Les essais se déroulent selon le même protocole, l'unique différence réside dans le fait que les phases du stator sont en court-circuit.

Les résultats des Tableau 10 et Tableau 11 présentent les pertes fer mesurées et calculées pour différentes vitesses et différentes excitations rotor. Les pertes fer mesurées s'obtiennent en ôtant à la puissance mécanique mesurée les pertes mécaniques mesurées précédemment et les pertes Joule statoriques. Ces dernières sont calculées à partir du courant stator mesuré et de la résistance de phase corrigée pour correspondre à la température mesurée dans les bobines.

Tableau 10 : Comparaison des résultats du modèle LS avec la mesure sur banc moteur, lors d'un essai moteur entraîné en court-circuit (moteur A).

Vitesse	If	Mesure indirecte des pertes	Pertes LS totale	Ecart LS / Mesure
rpm	A	W	W	%
11000	13	1505	1004	-33,3
11000	8	625	394	-37,0
6000	13	718	355	-50,6
6000	8	288	140	-51,3

Tableau 11 : Comparaison des résultats du modèle LS avec la mesure sur banc moteur, lors d'un essai moteur entraîné en court-circuit (moteur B).

Vitesse	lf	Mesure indirecte des pertes	Pertes stator LS	Pertes rotor LS	Pertes totales LS	Ecart LS / Mesure
RPM	A	W	W	W	W	%
12000	12,5	1282	690	136	826	-35,6
12000	8	536	293	57	350	-34,7
6000	12,5	589	213	39	252	-57,2
6000	8	247	91	16	107	-56,7

On remarque des écarts beaucoup plus importants lors de ces essais que lors de l'essai à vide. Ces différences peuvent s'expliquer, à la fois par la façon dont sont menées les simulations ainsi que par la façon dont les pertes sont déterminées. La simulation numérique d'un essai en court-circuit est généralement longue et nécessite un grand nombre de périodes électriques afin de passer le transitoire et d'atteindre le régime permanent. Pour contourner cette difficulté, un « faux court-circuit » est réalisé. Les courants statoriques sont imposés pour opposer un flux à l'excitation rotor. L'amplitude du courant est issue de la mesure. Une autre source d'écart provient de la méthode de détermination des pertes Joule et notamment la valeur de la résistance du bobinage. La correction de la résistance du bobinage en fonction de la température mesurée peut être imparfaite. En effet, rien ne garantit que tout le bobinage soit à une température parfaitement homogène. De même, la résistance à la fréquence de fonctionnement n'est pas connue avec précision (effets de proximité, encoche profonde). A ces sources d'écarts se rajoutent les pertes dues aux contraintes engendrées par le process de fabrication, les particularités des bobinages stators (bobines en parallèles constituant chaque phase) ainsi que les pertes par courant induits dans les pièces métalliques à proximités.

Le protocole suivi lors de tous ces essais consiste à entraîner le moteur à une vitesse palier afin d'effectuer la mesure une fois qu'elle est stabilisée. On passe ensuite successivement à d'autres vitesses jusqu'à atteindre la vitesse maximale désirée. On revient alors sur le palier précédent pour faire une nouvelle mesure et ceci de proche en proche jusqu'à arrêter le moteur. De cette manière, on obtient deux mesures pour chaque vitesse, la première correspondant à une montée en régime et la seconde à une descente du régime. En comparant les valeurs obtenues, on peut vérifier la présence ou l'absence de variations dues à des paramètres annexes (température des roulements, du moteur) pouvant avoir une influence.

Lors de l'essai à vide, phases stator déconnectées, aucun flux des bobinages stator ne vient s'opposer au flux rotor. Dès lors, une précaution particulière doit être prise et la vitesse de rotation doit être limitée afin que la tension induite au niveau des phases stator ne dépasse pas la tension de claquage des isolants.

3.5. Impacts du process

Comme nous l'avons vu précédemment les impacts dus au process peuvent être à l'origine de pertes relativement importantes qui n'avaient pas été prévues lors de la phase de conception de la machine électrique. Ces pertes supplémentaires liées à des dégradations ou modifications de la tôle lors du process sont plus difficilement modélisables a priori. En effet, leur modélisation requiert en général de connaître les caractérisations des tôles sous contraintes ou bien ayant subi des déformations plastiques s'il s'agit des bords de découpe.

L'influence de l'impact de différents process sur les tôles n'ayant été traité que de manière qualitative et comparative sur des cas industriels très particuliers lors de la thèse, les résultats n'ont pas permis de dégager des conclusions pertinentes et ne seront pas détaillées dans la suite. Cependant, les cadences de production élevées et les coûts réduits sont deux caractéristiques importantes du secteur automobile qui peuvent rendre critiques les impacts du process de fabrication. On propose donc d'utiliser quelques travaux bibliographiques permettant au concepteur de mieux appréhender les conséquences du process sur les propriétés magnétiques du matériau. Les paramètres mis en jeu sont nombreux et dépendent d'une part de la tôle et d'autre part du process et peuvent interagir entre eux. L'objectif de ce paragraphe est d'identifier certains de ces paramètres et de donner en se basant sur quelques cas particuliers des ordres de grandeurs. Les résultats pouvant varier en fonction de la tôle, du vernis, ou des paramètres du process, les informations données ici seront surtout qualitatives.

La découpe des tôles

Plusieurs méthodes sont possibles pour cette découpe. Les plus connues sont l'attaque chimique, l'électroérosion, la découpe laser et l'estampage.

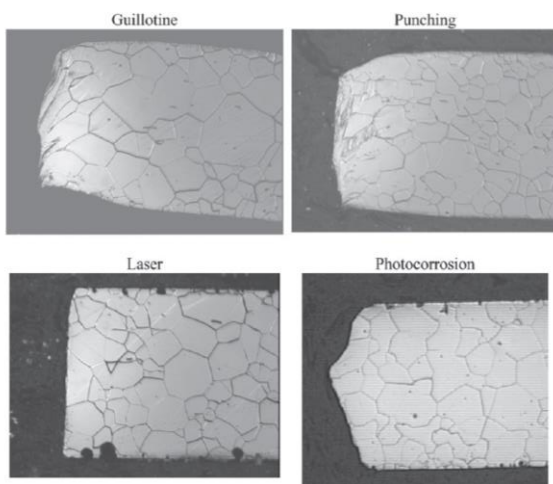


Figure 64 : Bord de découpe avant recuit pour une tôle FeSi fully processed à 2% de Si à grains non orientés d'une résistivité de $38 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ et d'une épaisseur de 0,485 mm. Conditions de la découpe laser Nd :YAG laser à 300 mm/min avec 0,5 J/pulse, 0,2 ms, fréquence de répétition 165 Hz, gaz d'assistance : oxygène. Conditions des autres types de découpes inconnues [40].

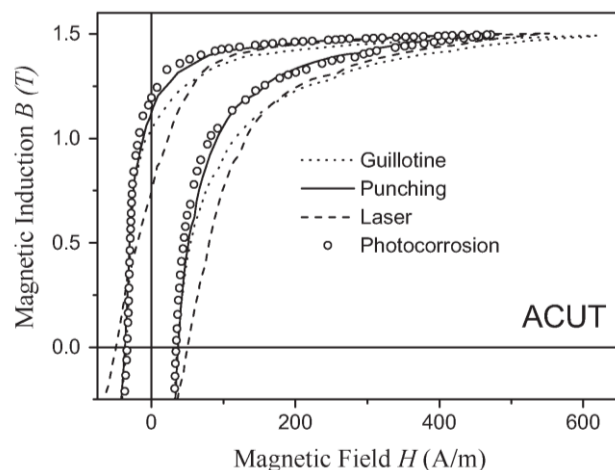


Figure 65 : Courbe d'hysteresis quasi-statique après recuit suivi de découpe pour une tôle FeSi fully processed à 2 % de Si à grains non orientés d'une résistivité de $38 \mu\Omega\cdot\text{cm}$ et d'une épaisseur de 0,485 mm. Conditions de la découpe laser Nd :YAG laser à 300 mm/min avec 0,5 J/pulse, 0,2 ms, fréquence de répétition 165 Hz, gaz d'assistance : oxygène. Conditions des autres types de découpes inconnues. [40].

L'attaque chimique est la technique qui a priori modifie le moins les propriétés du matériau au niveau du bord de découpe étant donné que la tôle ne subit aucune déformation mécanique [40]. Elle ne permet cependant de découper que des faibles épaisseurs et à de faibles cadences. Pour des épaisseurs plus importantes, le produit chimique rongant la tôle depuis sa surface, le bord de découpe n'est plus perpendiculaire à la surface de la tôle.

L'électroérosion quant à elle consiste à enlever de la matière dans une pièce en utilisant des décharges électriques. Un fil conducteur est généralement utilisé pour découper une ou plusieurs tôles simultanément. Cette technique est elle aussi réputée pour avoir un impact limité sur les propriétés magnétiques de la tôle [41]. Cette technique ne permet pas non plus d'atteindre des cadences très élevées nécessaires à l'industrie automobile.

La cadence ainsi que la facilité de mise en œuvre de la découpe laser font que cette méthode est souvent retenue lors de la réalisation de prototypes. Cependant elle n'est pas assez rapide et reste peu adaptée pour des grandes séries. L'impact de la découpe dépend aussi des conditions de sa réalisation : type de laser, puissance, vitesse de découpe, fréquence, mode, gaz d'assistance, débit du gaz d'assistance, etc. [41]. Ainsi une vitesse de découpe faible dégrade la perméabilité dans le cas d'une tôle à grains non orientés 350-50A Si-2% [42]. Cet effet est probablement lié à la façon dont la chaleur diffuse au sein de la tôle lors de la découpe. Les modifications chimiques et cristallographiques que l'échauffement entraîne sont très localisées sur le bord de découpe et surtout présentes dans le cas d'une faible conductivité thermique, (généralement liée à une forte teneur en silicium). Néanmoins, les contraintes mécaniques dues au gradient thermique se propagent à plus grande distance du bord de découpe [43], [44] et auront donc un impact sur les propriétés magnétiques.

Le laser est réputé être la pire des méthodes de découpe, vis-à-vis des propriétés magnétiques. Des essais réalisés sur une tôle M680-50A montrent une détérioration des propriétés plus importantes à basse induction avec une découpe laser par rapport à une découpe par guillotine. La tendance s'inverse au-delà de 1,2 T [45]

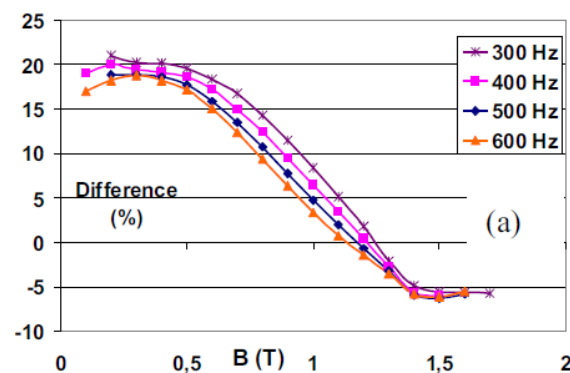


Figure 66 : Différence sur les pertes entre une découpe laser et guillotine mesurée sur cadre Epstein comportant des échantillons de 2*15mm de large d'une tôle M680-50A. Les paramètres de la découpe laser ainsi que de la découpe guillotine sont inconnus [45]

La découpe par estampage (ou poinçonnage) permet des cadences élevées. L'outillage nécessitant un investissement important et ne permettant pas facilement d'apporter des modifications géométriques du plan de tôle, un grand nombre de pièces identiques doivent être réalisées pour le justifier. L'estampage est donc une méthode adaptée aux cadences de l'industrie automobile ainsi qu'à la production de masse. Lors de l'estampage de l'acier classique, on relève

en général une proportion correspondant à 1/3 de l'épaisseur de la tôle réellement découpée, pour laquelle le poinçon pénètre dans la tôle, les 2/3 restants correspondent à un arrachement de la tôle. Pour de l'acier classique, on constate également qu'un jeu insuffisant entre la matrice et le poinçon entraîne un aspect plus rugueux des bords de découpe, tandis qu'un jeu trop important entraîne plus de bavure. De nombreux paramètres tels que le jeu entre matrice et poinçon, la vitesse du poinçon, l'usure de l'outil, la lubrification ou la façon dont est maintenue la tôle lors de la découpe peuvent influencer la découpe [46].

Selon la façon dont il est réalisé, l'estampage peut générer des contraintes internes localisées qui affecteront les propriétés magnétiques de la tôle. Cela affecte les pertes fer dans les tôles fully process pour lesquelles aucun recuit n'est effectué. En effet, certains fabricants de machine électrique choisissent un process de fabrication dans lequel les tôles sont estampées vernies puis assemblées en stack avant un recuit final. Un recuit de quelques minutes à 800°C en atmosphère neutre permet de relâcher les contraintes dues à l'estampage. Cependant, dans des cas très spécifiques où les grains sont gros, le recuit après estampage peut également amener à une structure des grains dans la région affectée qui soit moins intéressante que l'originale [46]. Le choix de réaliser un recuit implique l'utilisation d'un vernis minéral pouvant supporter une température élevée ainsi qu'une phase de recuit des stacks qui supposera un coût à prendre en considération. Si aucune opération de recuit n'est prévue, les tôles pourront alors être livrées à l'état fully process avant estampage, c'est-à-dire ayant déjà subi un recuit et revêtues de leur vernis organique qui servira de lubrifiant lors de l'estampage et facilitera la découpe. Il faudra alors déterminer l'impact de la découpe sur leurs propriétés magnétiques.

L'estampage requiert un investissement initial important. L'étude de cas d'estampage est généralement faite à l'aide d'une cisaille guillotine sur laquelle on essaye de reproduire les conditions de l'estampage. Malgré cela, les résultats de la cisaille guillotine et de l'estampage peuvent différer quelque peu [40], [28].

L'impact de la découpe sur le bord de découpe a été étudié à 50 et 400Hz. [47]. Sur cet essai, en proportion, la dégradation est plus importante à basse fréquence.

Les tôles ayant plus de silicium (et donc des tailles de grains plus élevées) sont plus sensibles à la découpe mécanique [48]. Cet effet est cependant moins prononcé sur les tôles de 0.35 mm d'épaisseur [49]. On note que l'effet inverse avait été observé lors de la découpe laser.

Certaines études montrent des impacts significatifs sur les propriétés magnétiques du matériau jusqu'à 10 millimètres du bord de découpe pour des tôles de 0.5 mm d'épaisseur. Le jeu utilisé lors de la découpe joue un rôle important sur l'augmentation des pertes et la chute de perméabilité. Les contraintes créées au niveau du bord, lors de la découpe se propagent au sein de la tôle. Un jeu trop grand peut aussi mener à des bavures plus importantes, dont la taille peut également engendrer des pertes additionnelles lors de l'assemblage du paquet de tôles [50].

L'assemblage de l'empilement de tôle

Il existe différentes techniques d'assemblage telles que le collage, le soudage, l'agrafage. Le collage semble être le process d'assemblage le moins impactant. Les soudures et l'agrafage mettent quant à eux en contact les tôles. Ces contacts sont à l'origine de courts-circuits entre les tôles qui pourrait permettre la circulation d'un courant donnant naissance à des pertes supplémentaires. Lorsque les soudures sont localisées sur l'extérieur du paquet de tôles et qu'aucun autre court-circuit n'intervient, l'agrafage ainsi que le soudage semblent avoir des

impacts très faibles sur les pertes. En présence de court-circuit de l'autre côté du circuit magnétique (peut être dus à des bavures par exemple), le soudage TIG peut être responsable d'une augmentation des pertes bien plus importante que l'agrafage [41], (Figure 67 et Figure 68). Les études concernant l'impact des soudures étant généralement faites sur des tores, elles sous estiment souvent les court-circuit introduits par les bavures au niveau des dents. De plus, la pression exercée axialement sur le paquet de tôle lors de son soudage, favorise l'apparition de contraintes au sein de la tôle et la mise en contact de bavures au niveau des bords de découpe [51].

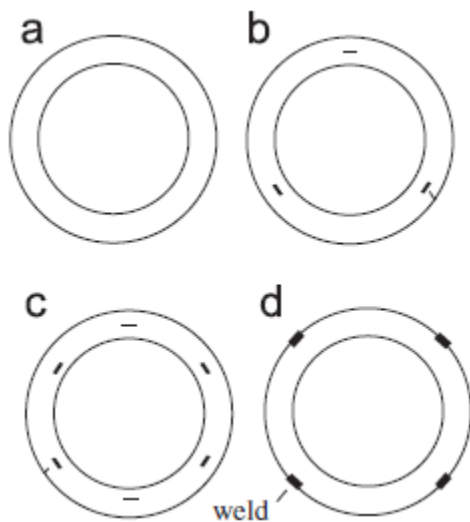


Figure 67 : Vue schématique des « ring test » effectué lors de l'étude. a. les tôles sont libres, b. agrafage en V en trois points, c. agrafage en V six points, d. soudage en quatre points. Les agrafes en V sont larges de 1 mm, longues de 4 mm et hautes de 0,8 mm. Les conditions du soudages TIG sont un courant de soudage de 100A, une vitesse de soudage de 0,2m/min, une longueur d'arc de 1,5mm, avec gaz argon à un débit de 5l/min. L'électrode de tungstène de 1,6mm de diamètre contenant 2% en masse de thorium. Les échantillons sont recuit après process d'assemblage (SRA, 750°C x 2h in N₂).

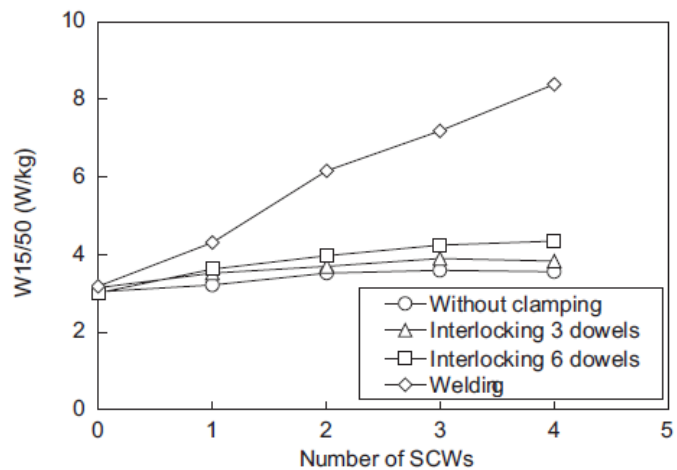


Figure 68 : Relation entre la méthode d'assemblage des tôles et le nombre de court circuit. Les court circuit sont réalisés sur l'intérieur du paquet de tôle par soudage. Le type de tôle utilisé est 50A470 JIS. Les mesures sont réalisées sur "ring test" de diamètre extérieur 127mm et diamètre intérieur 101,6mm. Les bobines de mesures comportent chacune 200 spires primaires et secondaires.

Lors de l'étude de l'impact des différents process, pour pouvoir efficacement comparer deux process, il est important de bien noter les caractéristiques de la soudure (type de soudure, courant de soudage, vitesse, longueur de l'arc, gaz, vitesse du gaz) ou du process considéré lors de l'étude de leur impact [41].

L'assemblage de l'empilement de tôle et du carter ou de l'axe.

Le frettage du stator dans son carter ou le frettage de l'axe et du rotor sont responsables de contraintes au sein de la tôle. Si les contraintes en traction peuvent améliorer légèrement les caractéristiques magnétiques de la tôle, les contraintes rencontrées lors du frettage sont généralement des contraintes de compression. Celles-ci sont responsables d'une augmentation des pertes fer ainsi que d'une diminution de la perméabilité [52].

Du point de vue du rendement, l'impact est double puisqu'il faut compter avec l'augmentation des pertes fer ainsi que l'augmentation des pertes Joule dues au courant additionnel nécessaire à la compensation de la chute de la perméabilité de la tôle sous contraintes [53]. Dès lors, il est intéressant de penser dès la conception à réduire ces contraintes par des méthodes d'assemblages complémentaires au fretage. On notera également que la géométrie du stator ainsi que la manière dont il est fretté peuvent engendrer une répartition de contrainte au sein de la tôle pouvant influencer le passage du flux [54].

Les impacts process dépendent fortement de la façon dont celui-ci est mis en œuvre ainsi que du moteur considéré. On pourra conjecturer que les soudures étant des points très localisés si elles ne sont pas couplées avec des courts-circuits entre tôles via des bavures auront un impact moins important que les contraintes de fretage ou les contraintes aux bords de découpe qui sont, elles beaucoup plus générales [45].

3.6. Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer comment le modèle de pertes développé au Chapitre 2. a été implémenté pour le coupler avec des résultats de simulation issus des éléments finis.

Une étude de sensibilité au maillage et au pas de temps a été réalisée et a permis de mettre en évidence la nécessité d'utiliser un maillage adapté aux phénomènes harmoniques présents dans le moteur pour le calcul des pertes fer.

La sensibilité à la caractéristiques $B(H)$ du matériau a également été étudiée. Nous avons montré que l'utilisation de la caractéristique $B(H)$ établie à 200 Hz à la place de celle établie à 800 Hz pour les points de fonctionnement haute vitesse n'apportait pas d'erreurs conséquentes sur les grandeurs macroscopiques du moteur (couple, tension et pertes).

Une méthodologie a été présentée dans ce chapitre permettant de caractériser le fonctionnement du matériau magnétique dans le moteur en termes de B et dB/dt et de probabilité d'occurrence. Ces données permettent de vérifier que le modèle de calcul de pertes est bien adapté à l'utilisation. Dans notre cas, les fréquences maximales de mesure des tôles, qui servent à établir le modèle, ne sont pas suffisantes pour représenter tous les phénomènes présents dans le moteur. L'extrapolation de ces mesures a donc été nécessaire pour étendre le domaine d'utilisation du modèle.

Des validations sur banc moteur ont été réalisées. On a pu montrer que les écarts entre modélisation et mesures sont alors acceptables dans le cas d'un moteur réalisé selon un process maîtrisé. Le modèle ayant été validé au niveau de la tôle, de la machine et implémenté pour fonctionner avec des logiciels éléments finis, il s'agira maintenant de l'utiliser à des fins de conception et d'optimisation.

Chapitre 4. **Cartographie de pertes et optimisation de la commande**

SOMMAIRE

4.1.	Méthodologie d'optimisation	86
4.2.	Cas pratique.....	88
4.2.1.	Résultats d'optimisation des pertes joules dans les conducteurs	88
4.2.2.	Résultats d'optimisation des pertes totales	90
4.2.3.	Comparaison des résultats d'optimisation	91
4.3.	Conclusion	97

Résumé

Ce chapitre présente une méthodologie permettant d'utiliser le modèle de pertes fer couplé aux éléments finis électromagnétiques pour l'optimisation des commandes de la machine électrique dans le but d'en minimiser les pertes. Une surface de réponse est construite à partir d'un nombre restreint d'exécutions du modèle de pertes fer couplé à des simulations éléments finis électromagnétiques. Cette surface de réponse rapide à exécuter permet l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Cette démarche est ensuite illustrée par un cas pratique. On montre des gains allant jusqu'à 50% de réduction des pertes totales de la machine dans certaines zones de fonctionnement par rapport à une optimisation dont l'objectif serait de minimiser uniquement les pertes dans les conducteurs de la machine.

4.1. Méthodologie d'optimisation

La machine synchrone à rotor bobiné est commandée par les courants I_d , I_q , I_f . Plusieurs combinaisons des paramètres de commande peuvent permettre d'atteindre un même niveau de couple à une vitesse donnée tout en exploitant la tension onduleur disponible. On pourra donc utiliser les degrés de liberté que nous donne la commande pour tenter d'optimiser le rendement.

Ce chapitre décrit comment seront appliqués les résultats des chapitres précédents dans le but de calculer les cartographies de commandes permettant de minimiser les pertes de la machine électrique sur tous ses points de fonctionnement. Les résultats seront visualisés sur le plan couple, vitesse.

Le problème d'optimisation rencontré dans le cas d'une machine synchrone à rotor bobiné consiste à réaliser une optimisation sur les paramètres I_d , I_q et I_f pour chaque point du plan couple vitesse dans le but de minimiser les pertes totales du moteur tout en respectant la tension onduleur maximale liée à la tension batterie (Figure 71).

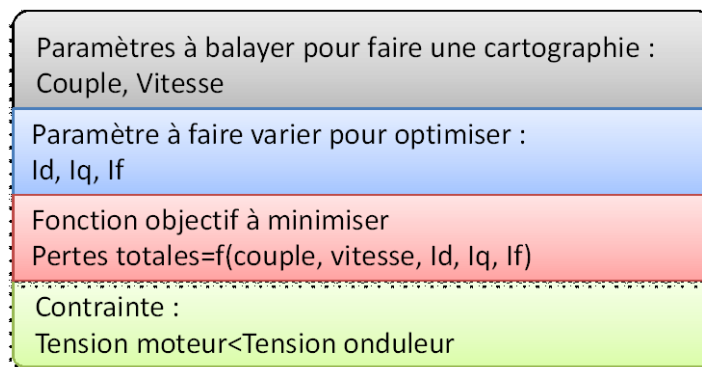


Figure 69 : Problème d'optimisation de pertes pour un moteur synchrone à rotor bobiné.

Nous ne disposons cependant pas d'un modèle de la machine permettant d'utiliser le couple comme une entrée. On transformera donc légèrement le problème d'optimisation en introduisant le couple sous la forme d'une contrainte égalité.

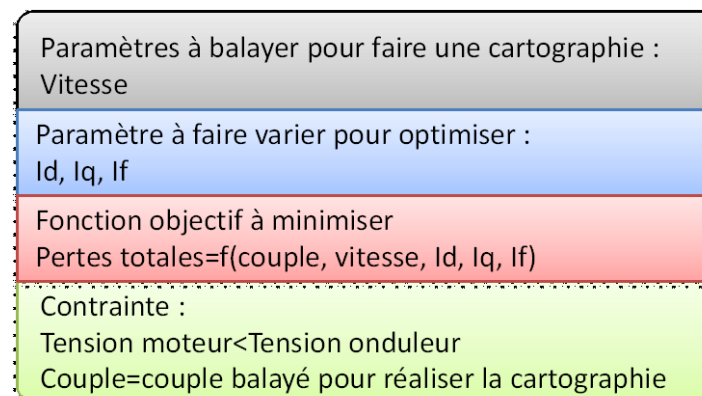


Figure 70 : Problème d'optimisation de pertes pour un moteur synchrone à rotor bobiné, modifié pour utiliser un modèle élément finis.

Grâce aux travaux développés dans cette thèse, un modèle permettant de calculer la fonction objectif ainsi que les contraintes est disponibles. Cependant, l'optimisation étant un processus

itératif faisant appel au modèle un grand nombre de fois, l'utilisation du logiciel éléments finis et du modèle de pertes au sein de l'algorithme d'optimisation entrainerait un temps de calcul prohibitif. La méthode des plans d'expérience est donc envisagée afin de créer une surface de réponse. L'optimisation sera ensuite réalisée sur cette surface de réponse. Malgré la mise en place de cette méthodologie, il reste nécessaire de réaliser un grand nombre de simulations. En effet en considérant douze niveaux pour la vitesse et sept niveaux pour chacun des paramètres de commande, afin de prendre en compte suffisamment finement les non linéarités, plus de 4000 simulations sont nécessaires. En considérant qu'une simulation éléments finis et un calcul de pertes fer prend environ dix minutes, il faudra un mois pour obtenir les résultats de ce plan d'expérience. Bien que faisable (certaines disciplines ne peuvent l'éviter), des temps de simulation de cette ordre ne sont pas souhaitables. Nous userons donc d'une astuce basée sur quelques hypothèses pour diviser ce temps de calcul par environ dix.

En faisant l'hypothèse de courant sinusoïdaux et de courants induits négligeables au sein du moteur, il est possible de réaliser les simulations éléments finis en imposant les courants au sein du moteur pour une vitesse donnée puis d'extrapoler les résultats pour toutes les vitesses souhaitées. La Figure 71 illustre la manière dont les calculs sont réalisés. Les calculs par éléments finis sont réalisés en faisant varier les courants. Le couple, les tensions induites ainsi que les inductions au sein du moteur (en chaque point de maillage) sont ensuite extrapolés pour toutes les vitesses désirées. Ces résultats extrapolés seront ensuite utilisés par le modèle LS pour calculer les pertes fer pour toutes les combinaisons de courants de commande et vitesses et construire ainsi la surface de réponse.

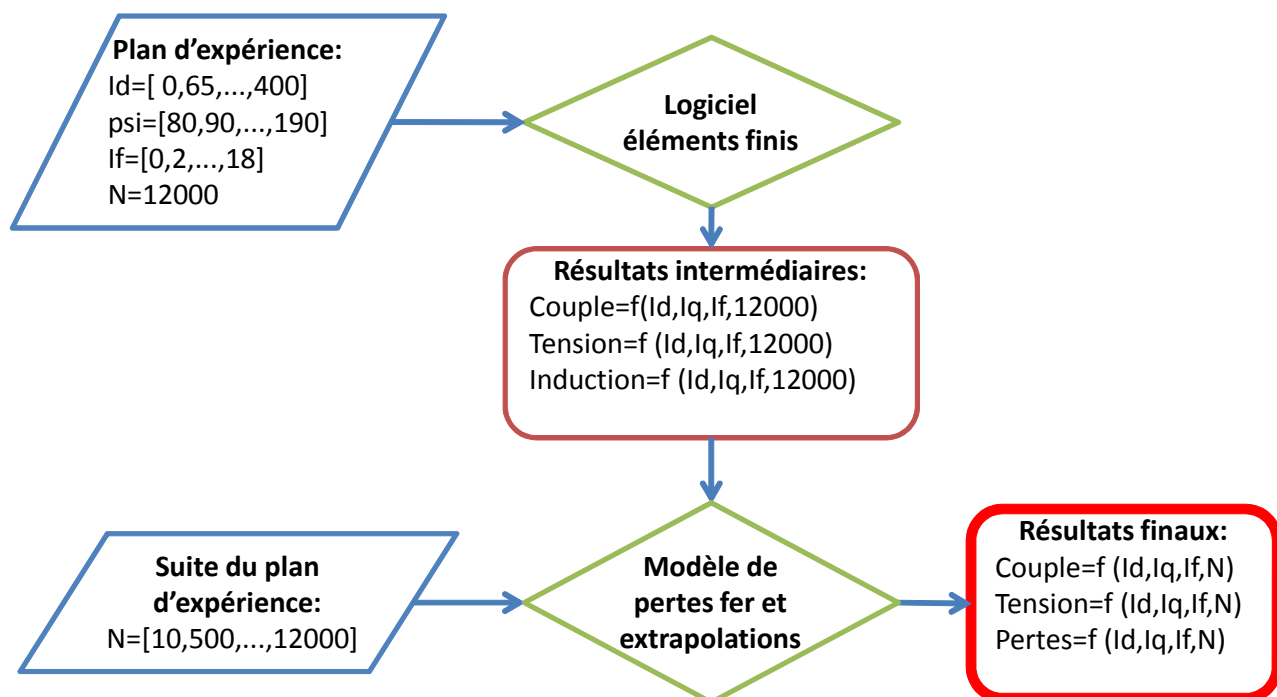


Figure 71 : Méthodologie de calcul des pertes fer par plan d'expérience.

Un algorithme d'optimisation permettra en interpolant la surface de réponse ainsi construite de résoudre le problème d'optimisation de la Figure 70. Les courants de commandes permettant de minimiser les pertes du moteur sont ainsi déterminés.

4.2. Cas pratique

Les simulations éléments finis sont réalisées pour chaque combinaison des valeurs discrètes de I_d , Ψ et I_f présentées dans le Tableau 12 à une vitesse donnée. Les résultats issus de ces premières simulations sont, comme décrit précédemment, extrapolés et utilisés en entrée du modèle de pertes.

Tableau 12 : Valeurs discrètes des paramètres I_d , I_q , I_f et N utilisées lors des simulations permettant de construire la surface de réponse.

Variables	Valeurs discrètes prises par les variables pour les calculs
I_s (A)	[0, 65, 130, 195, 260, 325, 390, 400]
Ψ (deg)	[80, 90, 110, 130, 150, 170, 180, 190]
I_f (A)	[0, 2, 4, 6, 8, 10, 13, 16, 18]
N (RPM)	[10, 500, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000, 3500, 4000, 4500, 5000, 5500, 6000, 6500, 7000, 7500, 8000, 8500, 9000, 9500, 10000, 10500, 11000, 11500, 12000]

Les résultats en matière de couple, tensions induites, et pertes fer sont obtenus pour chacune des combinaisons de valeurs du Tableau 12. Une fonction d'interpolation est créée à partir de ces résultats. Cette fonction sera utilisée comme modèle lors de l'optimisation des courants de commande visant à minimiser les pertes.

4.2.1. Résultats d'optimisation des pertes Joule dans les conducteurs

Dans un premier temps l'optimisation consiste à minimiser les pertes Joule dans les conducteurs. Pour cela la fonction objectif ne comporte que les pertes Joule. Les pertes fer et pertes totales sont ici calculées à titre indicatif. Elles ne sont pas prises en compte dans l'optimisation. L'objectif de cette démarche est de déterminer les cartographies de commandes lorsqu'on ne dispose pas de modèle de pertes fer. Les pertes Joule sont alors considérées comme les seules pertes du moteur et l'optimisation a pour objectif de les réduire. Cette hypothèse est raisonnable dans le cas d'un moteur dans lequel on peut prévoir des pertes fer négligeable. Dans notre application, on peut conjecturer que ce sera le cas à faible vitesse. Les pertes Joule dans les conducteurs étant directement reliées aux courants rotor et stator, on remarque les mêmes types de variation au niveau des pertes Joule qu'au niveau des courants.

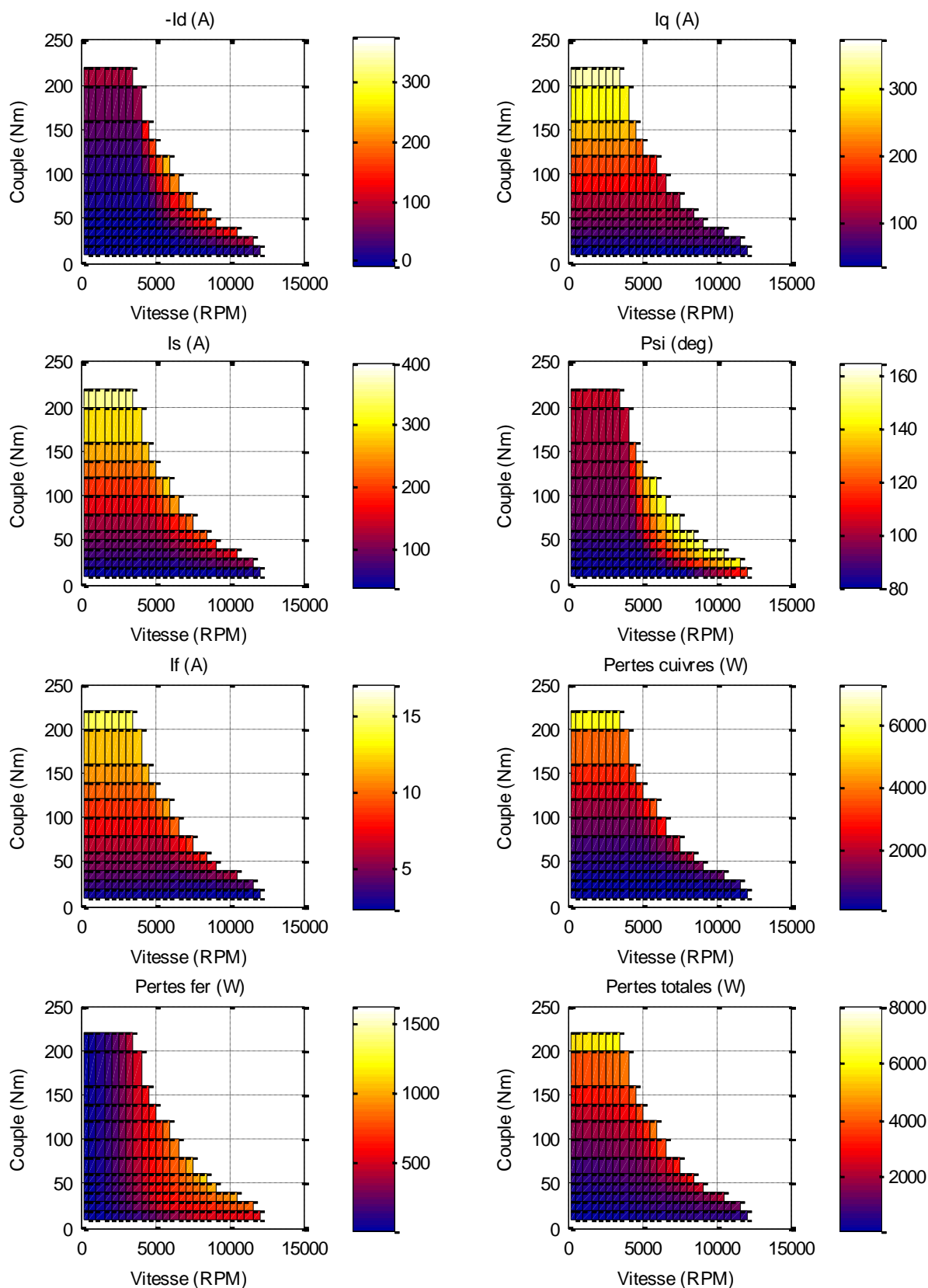


Figure 72 : Cartographies de commandes et de pertes calculées pour une optimisation des pertes Joule dans les conducteurs uniquement (tension batterie fixée à 300V).

4.2.2. Résultats d'optimisation des pertes totales

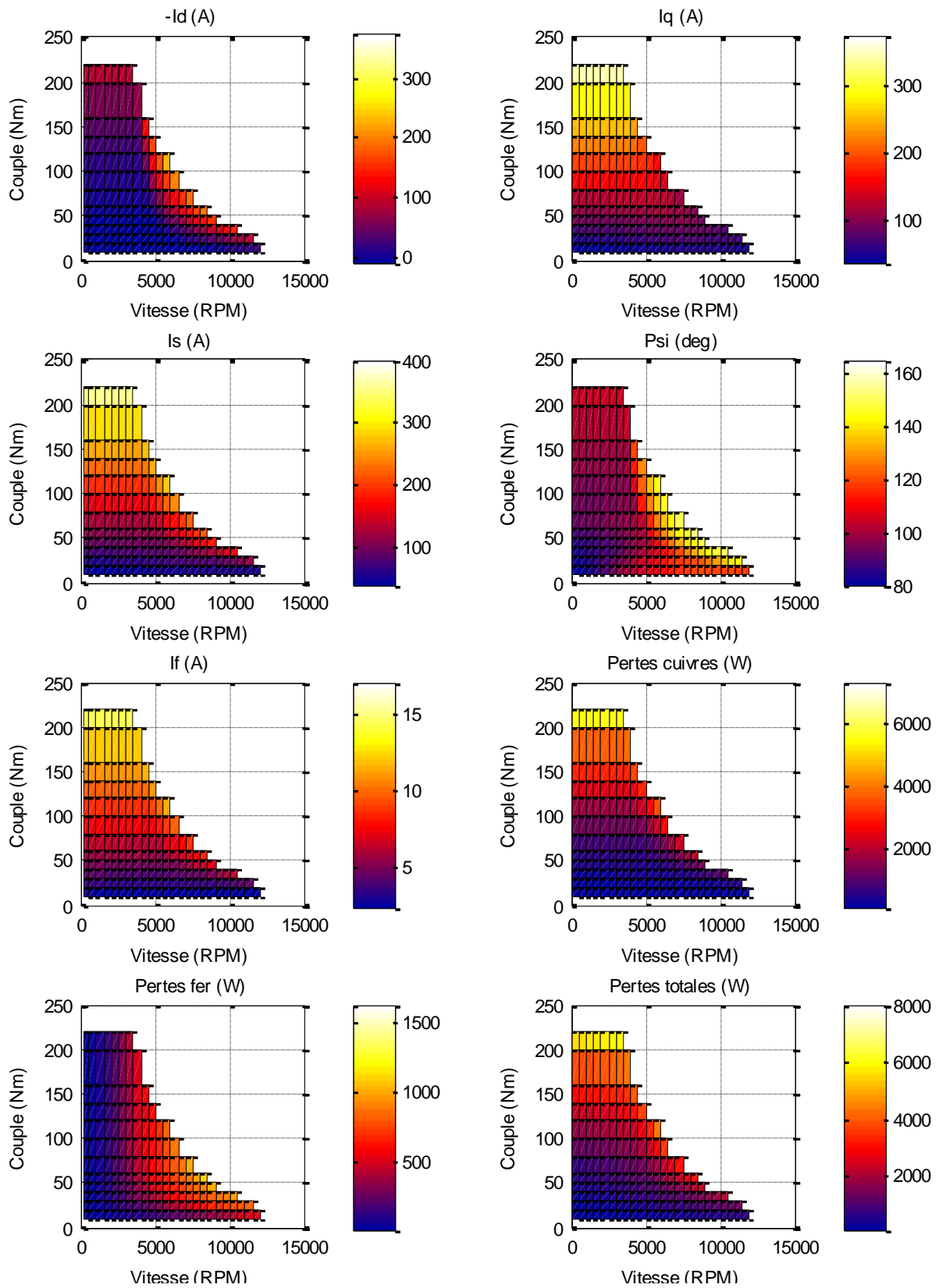


Figure 73 : Cartographies de commandes et de pertes calculées pour une optimisation des pertes totales dans la machine (tension batterie fixée à 300V).

Nous allons maintenant nous intéresser aux résultats d'une optimisation dont le but était d'optimiser les pertes totales de la machine. Les contraintes de l'optimisation sont ici gardées identiques à celles utilisées pour l'optimisation des pertes Joule. Comme lors de l'optimisation précédente la grandeur calculée pour le couple est le couple électromagnétique afin d'obtenir des cartographies comparables.

4.2.3. Comparaison des résultats d'optimisation

Afin de mettre en valeur les différences entre les deux optimisations, nous présentons les différences absolues et relatives entre les deux cartographies obtenues. Comme le montrent les Figure 74 et Figure 75, les meilleurs gains sont de l'ordre de 150 W soit une diminution d'environ 30% des pertes totales (fer et cuivres) lorsque la tension batterie est limitée à 300 V. Ces gains sont atteints au-delà de la vitesse de base pour des faibles couples. On s'attendait à trouver une diminution des pertes au-delà de la vitesse de base, les pertes fer étant peu significatives à faible vitesse. On aurait également pu s'attendre à ne pas rencontrer une influence significative des pertes fer à fort couple au-delà de la vitesse de base. En effet, dans cette zone, obtenir le couple avec une tension onduleur limitée semble représenter une contrainte importante pour la commande. Cette contrainte laisse alors probablement peu de degrés de liberté pour l'optimisation des pertes totales (fer et cuivre). Cependant, au fur et à mesure que l'on diminue le couple, la contrainte de tension se fait moins présente et ouvre une opportunité pour l'optimisation des pertes totales. On observe que pour les résultats apportant une diminution des pertes totales, l'optimisation trouve un compromis pertes Joule – pertes fer qui résulte en une augmentation des pertes Joule qui sont compensées par un gain plus important sur les pertes fer..

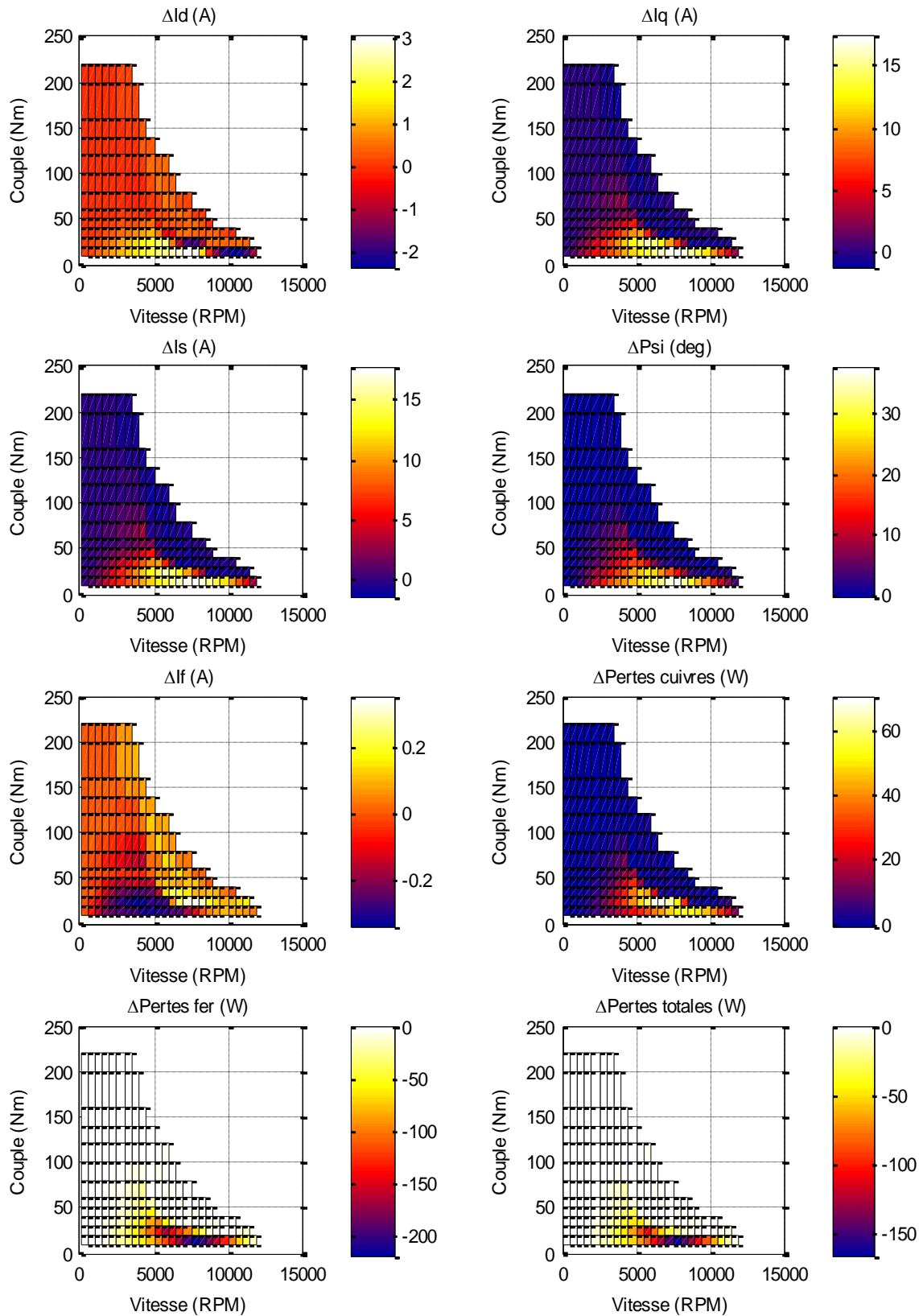


Figure 74 : Différences en valeurs absolues entre les cartographies obtenues par une optimisation des pertes totales et les cartographies obtenues par une optimisation des pertes cuivre uniquement (tension batterie fixée à 300 V).

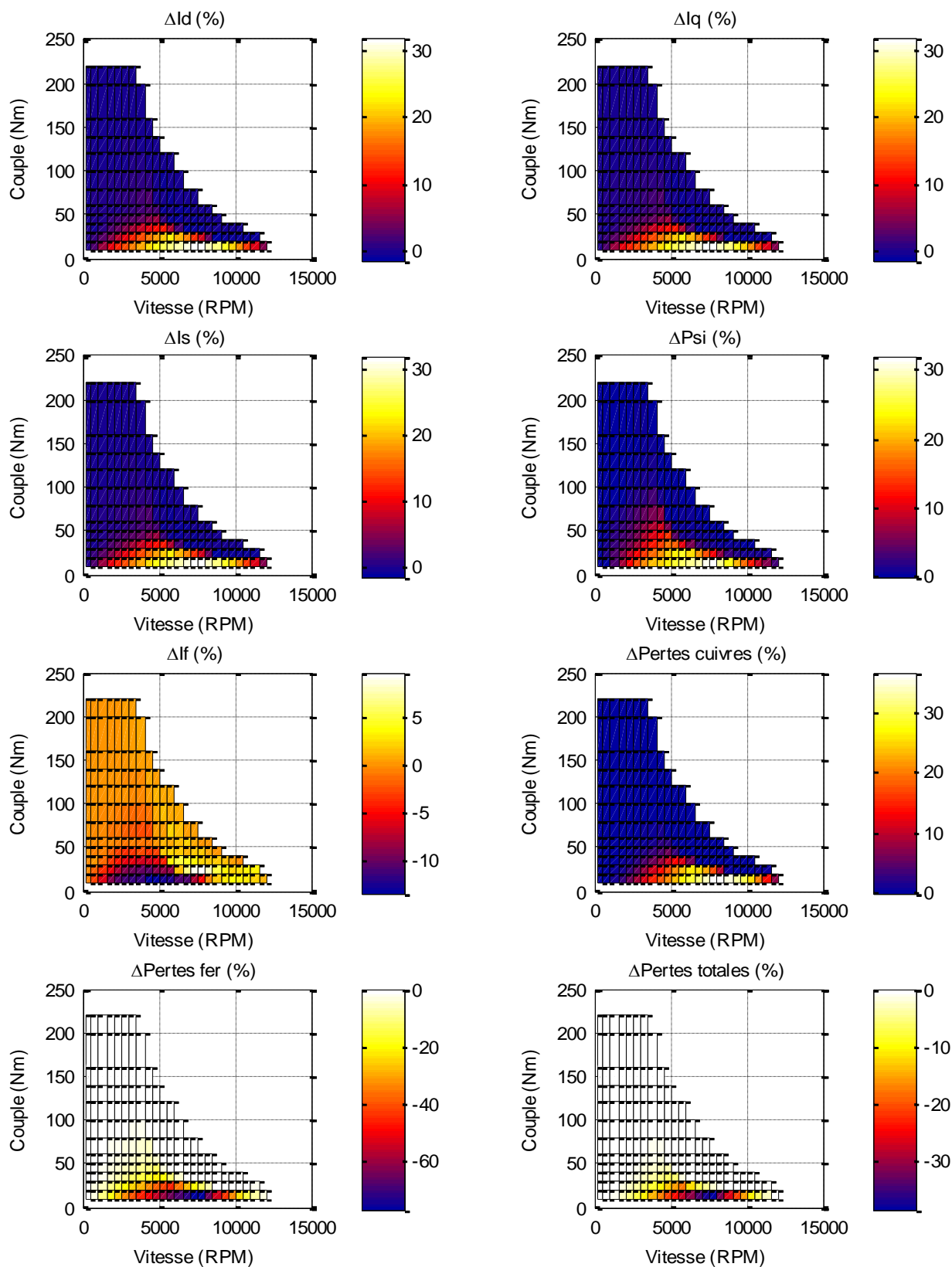


Figure 75 : Différences relatives entre les cartographies obtenues par une optimisation des pertes totales et les cartographies obtenues par une optimisation des pertes cuivre uniquement $100 \cdot (P_{tot} - P_{cu}) / P_{tot}$. La tension batterie étant fixée à 300V).

Les Figure 76 et Figure 77 montrent les gains obtenus entre des cartographies résultants d'optimisation des pertes cuivre et des pertes totales sous la contrainte d'une tension batterie de 400 V. Les meilleurs gains sont alors de l'ordre de 350 W soit une diminution d'environ 50% des pertes totales (fer et cuivres). Le fait de relâcher la contrainte sur la tension permet bien d'augmenter les gains potentiels d'une optimisation prenant en compte les pertes fer. La prise en compte des pertes fer dans l'optimisation de la commande est donc d'autant plus importante que la tension batterie est élevée.

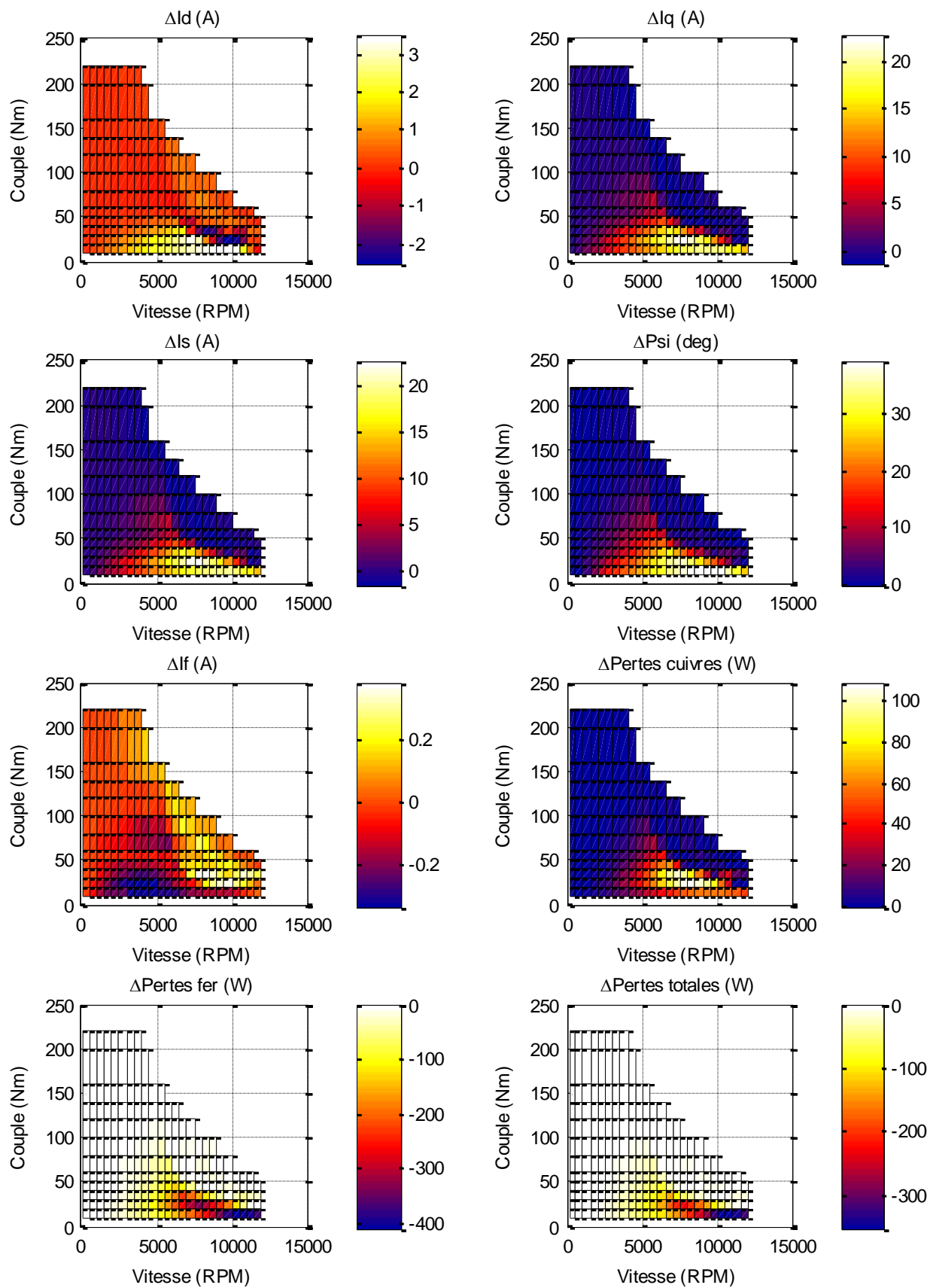


Figure 76 : Différences en valeurs absolues entre les cartographies obtenues par une optimisation des pertes totales et les cartographies obtenues par une optimisation des pertes cuivre uniquement (tension batterie fixée à 400 V).

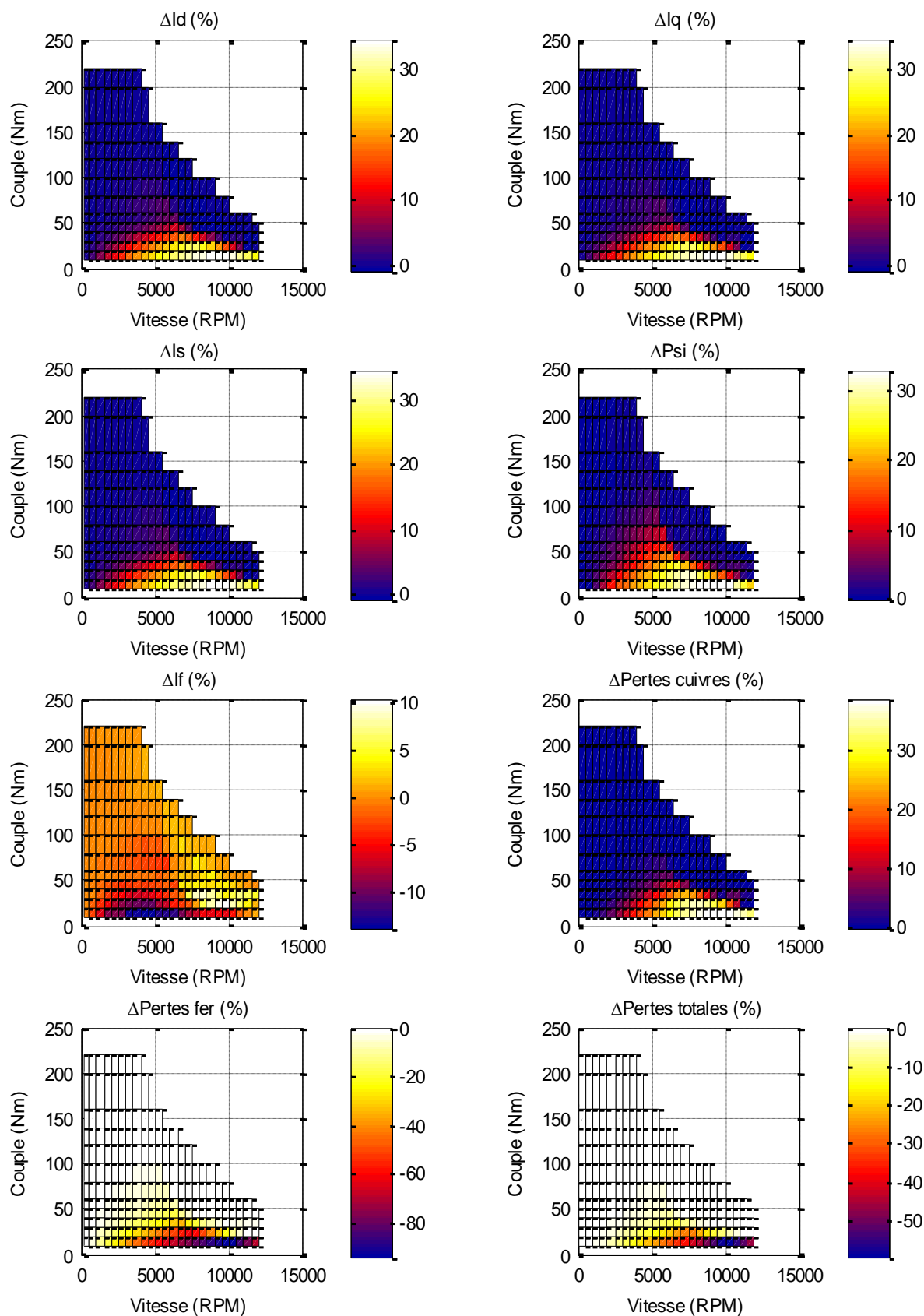


Figure 77 : Différences relatives entre les cartographies obtenues par une optimisation des pertes totales et les cartographies obtenues par une optimisation des pertes cuivre uniquement $(P_{tot} - P_{cu}) / P_{tot} \times 100$. La tension batterie étant fixée à 400V).

4.3. Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre comment les travaux développés durant la thèse sont utilisés afin d'optimiser la commande d'une machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants. Le modèle de pertes couplé aux simulations électromagnétiques éléments finis étant assez long à mettre en œuvre, il ne peut facilement être utilisé directement dans un but d'optimisation. La démarche présentée ici consiste à exploiter ce modèle par la méthodologie des plans d'expérience.

Cette méthodologie a permis, en exécutant un nombre restreint de fois le modèle de pertes couplé aux calculs éléments finis, de construire une surface de réponse. Celle-ci modélise le couple, les pertes cuivres, les pertes fer et les tensions induites en fonction des courants de commande et de la vitesse de rotation du moteur. La surface de réponse étant rapide à exécuter, un algorithme d'optimisation peut alors faire appel de nombreuses fois à cette surface de réponse pour trouver les courants de commande qui minimiseront les pertes du moteur sur toute sa plage de couple et de vitesse.

Nous avons également détaillé comment le problème d'optimisation a été modifié pour l'adapter aux contraintes d'entrée et sortie de nos modèles. Le couple étant une sortie de nos modèles éléments finis, il devient une contrainte d'égalité dans notre problème d'optimisation, cela afin d'obtenir des cartographies de commandes en fonction du couple et de la vitesse.

Enfin, un cas pratique de construction de la surface de réponse et d'optimisation des commandes d'une machine synchrone à rotor bobinée et à pôles saillants vient illustrer la démarche. Les résultats révèlent que des gains significatifs allant jusqu'à 30 à 50% de réductions des pertes peuvent être attendus dans certaines zones de fonctionnement. Ces gains se localisent plus particulièrement à faible couple entre mi-vitesse et vitesse maximale. On a également pu montrer que des gains plus importants sont obtenus si on augmente la tension batterie.

Le travail présenté mettant l'accent sur les pertes au sein du moteur, il conviendra de mettre en balance les gains annoncés avec les autres éléments de la chaîne de traction et du véhicule. Les gains annoncés seront d'autant plus significatifs que le moteur passera plus de temps dans certaines zones de fonctionnement. Les gains annoncés peuvent également être mis en balance avec le refroidissement du moteur. En effet, bien que diminuant les pertes totales, on assiste ici à un changement de la répartition des pertes au sein du moteur qui augmentent les pertes au niveau des bobinages. Selon le système de refroidissement choisi, l'augmentation potentielle de la température dans les bobinages due à ses pertes pourrait avoir un impact négatif sur les pertes et réduire les gains obtenus dans cette étude. En outre, dans un tel cas, la durée de vie du moteur pourrait se voir affectée. Enfin, une optimisation des pertes du système incluant onduleur et machine électrique pourrait également réduire ces gains ([55], [56]).

CONCLUSION

Les principales limitations de la voiture électrique sont dues à son coût, son autonomie et la durée de vie de la batterie. Ces aspects sont fortement liés à la batterie. Dans ces conditions il est indispensable de maîtriser les pertes d'énergie de la chaîne de traction afin de limiter leur impact sur l'énergie batterie consommée. Nous nous sommes ici plus particulièrement intéressés aux pertes fer au sein de la machine électrique. Il s'agit d'un type de pertes pour lesquels le niveau de confiance dans les résultats que peuvent donner les modèles actuellement disponibles est relativement bas. Cela est particulièrement critique dans une machine électrique de traction pour véhicule électrique pour concevoir la meilleure machine.

Notre objectif était donc de modéliser (avec une précision suffisante) et réduire les pertes fer dans notre application machine électrique de traction afin de les maîtriser et de répondre aux critères de l'industrie automobile et aux contraintes de la voiture électrique.

Les résultats présentés ici suite aux travaux de modélisation et d'optimisation révèlent que des gains significatifs allant jusqu'à 30 à 50% de réductions des pertes totales peuvent être attendus dans certaines zones de fonctionnement du moteur par rapport à une optimisation des pertes Joule seules. Ces résultats sont le fruit des travaux de modélisation des pertes fer et de leur application à travers des techniques d'optimisation afin de déterminer les cartographies de commande de la machine électrique permettant d'optimiser ces pertes totales.

Avant d'arriver à ces résultats, nous avons d'abord introduit les spécificités de la machine de traction pour véhicule électrique, quelques notions concernant la caractérisation des matériaux magnétiques doux ainsi que quelques généralités sur la réponse du matériau à des excitations simples (sinusoïdales). Il est également intéressant d'avoir une vue générale sur les différents types de modèles afin de comprendre leurs limitations. Nous nous sommes donc d'abord concentrés sur l'application machine électrique de traction pour véhicule électrique afin de bien comprendre les différentes excitations auxquelles est sujet le matériau magnétique doux. Dès lors, on s'aperçoit qu'une modélisation fine du moteur permettant d'obtenir la répartition de l'induction et son évolution temporelle est indispensable pour représenter toute la complexité des phénomènes. Nous attachons ensuite une certaine attention à la mesure des matériaux magnétiques. Ces mesures étant à la base de la plupart des modèles, il est important de connaître leurs limites. On retiendra par exemple la difficulté à mesurer les caractéristiques intrinsèques du matériau, on sera

attentif aux erreurs de mesures ainsi qu'aux échantillons mesurés devant être représentatifs du matériau présent au sein de la machine malgré la variabilité du process. Une connaissance générale de la réponse du matériau à des excitations simple (sinusoïdale) est également présentée afin d'aider le concepteur à apprécier les phénomènes. Enfin, nous avons présenté les démarches courantes de modélisation du matériau dans le modèle électromagnétique du dispositif ainsi que dans les modèles de pertes fer afin d'apprécier les limites de ces démarches.

Face aux limitations des modèles couramment rencontrés, nous avons redéveloppé le modèle LS afin qu'il réponde encore mieux aux exigences de l'industrie automobile. Le modèle doit donc être précis, facilement identifiable à partir de mesures faciles à réaliser. C'est pourquoi la contribution statique reprend le modèle de Preisach formulé à l'aide des fonctions d'Everett dont l'identification à partir des caractéristiques mesurées est directe. La contribution dynamique quant à elle est dorénavant identifiable à partir de caractérisations en induction sinusoïdale. La précision du modèle ainsi améliorée est ensuite validée sur 63 cas tests exigeants à fort contenus harmoniques.

En étudiant les phénomènes auxquels est confronté le matériau dans notre application, nous avons conclu que seule une modélisation fine du moteur permet d'obtenir la répartition de l'induction et son évolution temporelle. Ces données sont un préalable indispensable au calcul des pertes fer dans notre application. La modélisation par élément finis se prête bien à ce type de modélisation. Le temps de construction du modèle relativement court permet de construire rapidement de nombreux modèles représentant différentes topologies de machines électriques. Pour ces raisons, la modélisation par éléments finis est particulièrement adaptée dans un contexte industriel où la tendance est à la diminution des temps de développement. Le modèle développé a donc été couplé avec un modèle électromagnétique élément finis de la machine électrique. Les résultats de ce couplage ont été comparés à l'expérience. L'imprécision des modèles étant parfois due à une quantité de mesures insuffisantes, nous avons profité de ce lieu de rencontre entre le modèle de pertes fer et l'application machine électrique de traction pour proposer une méthodologie permettant d'évaluer la pertinence de la plage des mesures effectuées face aux sollicitations réellement subies par le matériau au sein de notre application. Nous disposons à ce point de l'étude d'un modèle électromagnétique du moteur couplé à un modèle de pertes fer que nous avons validé sur des essais machine. Il est alors important de rappeler certaines limites de notre outil. Pour ce faire nous avons dressé un rapide état de l'art de l'impact du process sur les pertes fer. En effet, ces impacts ne sont pas facilement pris en compte dans notre modélisation. Notre but est de combler ces lacunes de notre outil en présentant différents résultats qualitatifs et quantitatifs afin d'aider le concepteur à mettre en balance les impacts liés au process et définir la meilleure solution.

Le modèle élément finis couplé au modèle de pertes atteint la précision désirée et répond ainsi à la première moitié de la problématique. S'il est déjà d'une grande aide au concepteur pour lui permettre d'analyser les phénomènes et d'améliorer sa solution technique, son temps de calcul dans un contexte industriel reste trop important pour les algorithmes d'optimisation. Nous avons donc proposé des méthodologies afin de contourner cette limitation. La présence de l'entrefer nous permet d'utiliser une première astuce qui consiste à n'utiliser qu'un seul calcul élément finis pour plusieurs vitesses. Cela réduit considérablement le temps de calcul, car seul le modèle de perte doit être recalculé pour chaque vitesse. On a ensuite utilisé une méthodologie par plans d'expériences afin de créer une surface de réponse. L'optimisation sur cette surface de réponse a permis de trouver les commandes optimales de la machine qui minimise les pertes totales de la

machine électrique. On montre des gains allant jusqu'à 50% de réduction des pertes totales de la machine dans certaines zones de fonctionnement par rapport à une optimisation dont l'objectif serait de minimiser uniquement les pertes dans les conducteurs de la machine.

Les travaux présentés ont été développés pour répondre aux problématiques de la machine de traction pour véhicule électrique. Les modèles développés peuvent néanmoins en respectant leurs hypothèses être généralisés pour aider à la conception et améliorer l'efficacité énergétique d'autres dispositifs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] T. Chevalier, "Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, 1999.
- [2] A. Krings and J. Souldard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, no. 3, pp. 162-169, 2010.
- [3] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis (Publication originale en 1890)," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197-221, 1984.
- [4] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. De Doncker, "Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055-1061, 2001.
- [5] J. Li, T. Abdallah, and C. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Industry Applications Conference 2001*, 2001, pp. 2203-2210.
- [6] K. Venkatachalam, C. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," *IEEE Workshop on Computers in Power*, pp. 36-41, 2002.
- [7] J. Barranger, "Hysteresis and eddy-current losses of a transformer lamination viewed as an application of the Poynting theorem," *Nasa technical note, Scientific and Technical Publications*, 1965.
- [8] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621-630, Jan. 1988.
- [9] G. Bertotti, "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials," *J. Appl. Phys.*, vol. 57, pp. 2110-2126, 1985.
- [10] G. Bertotti, F. Fiorillo, and G. P. Soardo, "The prediction of power losses in soft magnetic materials," *J. de Phy. (France)*, vol. 49, no. C8, pp. 1915-1919, 1988.
- [11] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in soft Ferromagnetic Materials," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 4, no. 1, pp. 621-630, 1988.
- [12] F. Fiorillo and A. Novikov, "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904-2910, 1990.
- [13] S. Jacobs, et al., "Magnetic material optimization for hybrid vehicle PMSM drives," *World Electric Journal*, vol. 3, 2009.
- [14] E. Barbisio, F. Fiorillo, and C. Ragusa, "Predicting Loss in Magnetic Steels Under Arbitrary Induction Waveform and With minor Hysteresis Loops," *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 40, no. 4, pp. 1810-1819, 2004.
- [15] K. Nadjet, "Modélisation de l'hystérésis magnétique en vue de son intégration dans un code de calcul de champ électromagnétique," Université de Batna Magistère en électrotechnique, 2006.
- [16] D. C. Jiles and D. L. Atherton, "Theory of ferromagnetic hysteresis," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 61, no. 1-2, pp. 48-60, 1986.
- [17] I. Mayergoyz, *Mathematical Models of Hysteresis and their Applications*, Elsevier, Ed. 1991.
- [18] A. Benabou, "Contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champ," Ph.D. dissertation, Université de Lille 1, 2002.
- [19] A. Benabou, S. Clénet, and F. Piriou, "Comparison of Preisach and Jiles Atherton models to take into account hysteresis phenomenon for finite element analysis," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 261, no. 12, pp. 139-160, 2003.
- [20] L. Vandenbossche, S. Jacobs, R. Andreux, N. Labbe, and E. Attrazic, "An innovative approach for the evaluation of iron losses in magnetic laminations, applied to the optimization of highly saturated electric motors," *Inductica Berlin 2012*, 2012.
- [21] A. Krings, et al., "Measurement and Modelling of Iron Losses in electrical Machines (Invited paper)," *Proceedings of the 5th International Conference Magnetism and Metallurgy WMM'12*, pp. 101-119, 2012.
- [22] G. Bertotti, "Generalized Preisach model for the description of hysteresis and eddy current effects in metallic

- ferromagnetic materials," *J. Appl. Phys.*, vol. 69, no. 8, p. 4608, 1991.
- [23] A. Kedous, D. Lebouc, and P. Brissonneau, "Etude des pertes dans des tôles magnétiques soumises à des variations d'induction $B(t)$ de forme trapézoïdale," *Revue de Physique Appliquée*, vol. 21, no. 4, pp. 269-275, 1986.
- [24] G. Bertotti, "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I. Theoretical considerations," *J. Appl. Phys.*, vol. 57, no. 6, pp. 2110-2117, Mar. 19985.
- [25] H. J. Williams, W. Shockley, and C. Kittel, "Studies of the Propagation Velocity of a Ferromagnetic Domain Boundary," *Phys. Rev.*, vol. 80, no. 6, pp. 1090-1094, 1950.
- [26] J. P. M. D. G. M.A. Raulet, "Introduction d'une représentation dynamique de matériau dans l'équation de diffusion du champ magnétique," *European Physical Journal of Applied Physics*, vol. 1, no. 01, pp. 73-76, Dec. 1997.
- [27] C. Cester, "Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion," Génie Electrique Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, 1996.
- [28] T. Gautreau, "Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis loss surface et application aux machines synchrones à aimants," Ph.D. dissertation, Polytechnical National Institut of Grenoble, December 2005. [Online]. <http://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00169903/en/>
- [29] L. Li, "Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'altern-Démarreur pour Véhicules Hybrides et Electriques," Université de Grenoble Thèse de doctorat <NNT : 2011GRENT028>. <tel-00639305v2>, 2011.
- [30] F. Preisach, "Über die magnetische nachwirkung," *Zeitschrift für Physik*, vol. 94, no. 5-6, pp. 277-302, 1935.
- [31] G. Biorci and D. Pescetti, "Analytical theory of the behaviour of ferromagnetic materials," *Il Nuovo Cimento*, vol. 7, no. 6, pp. 829-842, Mar. 1958.
- [32] I. D. Mayergoyz, *Mathematical models of hysteresis*, Springer, Ed. New York, 1991.
- [33] D. H. Everett, "A general approach to hysteresis. Part 4. An alternative formulation of the domain model," *Trans. Faraday Soc.*, vol. 51, pp. 1551-1557, 1955.
- [34] O. Henze, "Identification procedures of Preisach model," *Magnetics, IEEE Transactions*, vol. 38, no. 2, pp. 833-836, Aug. 2002.
- [35] A. Marino, "Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone instrumentée fonctionnant en charge," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, 2003.
- [36] M. Enokizono, T. Suzuki, T. Sievert, and J. Xu, "Rotational power loss of silicon steel sheet," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2562-2564, 1990.
- [37] R. D. Findlay, N. Stranges, and D. K. Mackay, "Losses due to rotational flux in three phase induction motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 9, no. 3, pp. 543-549, 1994.
- [38] S. Spornic, "Automatisation de bancs de caractérisation 2D des tôles magnétiques. Influence des formes d'ondes sur les mécanismes d'aimantation," Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie Electrique, 1998.
- [39] N. Nencib, S. Spornic, A. Kedous-Lebouc, and B. Cornut, "Macroscopic Anisotropy Characterization of SiFe Using a Rotational Single Sheet Tester," *IEEE Trans. Mag.*, vol. 31, no. 6, p. 4047, Nov. 1995.
- [40] M. Emura, F. J. G. Landgraf, W. Ross, and J. R. Barreta, "The influence of cutting technique on the magnetic properties of electrical steels," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 254, pp. 358-360, 2003.
- [41] Y. Kurosaki, H. Mogi, H. Fuji, T. Kubota, and M. Shiozaki, "Importance of punching and workability in non-oriented electrical steel sheets," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, no. 20, pp. 2474-2480, Oct. 2008.
- [42] G. Crevecoeur, P. Sergeant, L. Dupre, and L. Vandenbossche, "Analysis of the Local Material Degradation Near Cutting Edges of Electrical Steel Sheets," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 3173-3176, Nov. 2008.
- [43] A. Belhadj, P. Baudoin, and Y. Houbaert, "Simulation of the HAZ and magnetic properties of laser cut non-oriented electrical steels," *Journal of Magnetism and magnetic materials*, vol. 248, no. 1, pp. 34-44, 2002.
- [44] E. G. Araujo, J. Shneider, K. Verbeken, and G. Pasquarelle, "Dimensional Effects on Magnetic Properties of Fe-Si Steels Due to Laser and Mechanical Cutting," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 2, pp. 213-216, 2010.
- [45] W. M. Arshad, T. Ryckebusch, F. Magnussen, and H. Lendenmann, "Incorporating Lamination Processing and Component Manufacturing in Electrical Machine Design Tools," *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*, pp. 94-102, Sep. 2007.
- [46] P. Beckley, *Electrical Steels for Rotating Machines*. Technology, The Institution of Engineering and, 2002.
- [47] A. J. Moses, N. Derebasi, G. Loisos, and A. Schoppa, "Aspects of the cut-edge effect stress on the power loss and

- flux density distribution in electrical steel sheets," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 215-216, pp. 690-692, 2000.
- [48] R. Rygal, A. J. Moses, N. Derebasi, and A. Schoppa, "Influence of cutting stress on magnetic field and flux density distribution in non-oriented electrical steels," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 215-216, pp. 687-689, 2000.
- [49] A. Schoppa, J. Shneider, and J.-O. Roth, "Influence of the cutting process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 215-216, no. 2, pp. 100-102, 2000.
- [50] P. Baudoin, M. Dewulf, L. Kestens, and Y. Houbaert, "The effect of the guillotine clearance on the magnetic properties of electrical steels," *JOURNAL OF MAGNETISM AND MAGNETIC MATERIALS*, vol. 256, no. 1-2, pp. 32-40, Sep. 2003.
- [51] P. Beckley, N. J. Layland, E. Hopper, and D. Power, "Impact of surface coating insulation on small motor performance," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 145, no. 5, pp. 409-413, Sep. 1998.
- [52] K.-I. Yamamoto, E. Shimomura, K. Yamada, and T. Sasaki, "Effects of external stress on magnetic properties in motor cores," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 123, no. 1, 1998.
- [53] A. J. Moses and H. Rahmatizadeh, "Economic aspects of minimising the effects of mechanical stress in induction motor stator cores," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 112, no. 1-3, pp. 435-438, 1992.
- [54] A. J. Moses and H. Rahmatizadeh, "Effects of stress on iron loss and flux distribution of an induction motor stator core," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 25, no. 5, pp. 4003-4005, Sep. 1989.
- [55] O. De la Barrière, "Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques : étude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires," Engineering Sciences. Ecole normale supérieure de Cachan - ENS Cachan Thèse de doctorat <tel-00562019>, 2010.
- [56] X. Jannot, "Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse.," Electric power. Supélec, Thèse de doctorat <tel-00565693v2>, 2010.
- [57] A. Kedous-Lebouc, *Matériaux magnétiques pour le génie électrique 1*, H. Science, Ed. 2006.
- [58] N. Takahashi, H. Morimoto, Y. Yunoki, and D. Miyagi, "Effect of shrink fitting and cutting on iron loss of permanent magnet motor," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, no. 20, pp. 925-928, Oct. 2008.
- [59] C. K. Hou and P. C. Wang, "Effects of composition and process variables on core loss and hardness of low carbon electrical steels," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 92, no. 1, pp. 109-115, Nov. 1990.
- [60] A. J. Moses and N. Tuktun, "Localised losses in stator laminations of an induction motor under PWM excitation," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 161, no. 1-2, pp. 79-82, 2005.
- [61] L. Li, A. Kedous-Lebouc, A. Foggia, and J. C. Mipo, "Influence of Magnetic Materials on Claw Pole Machines Behavior," *Ieee Transactions On Magnetics*, vol. 46, no. 2, pp. 574-577, 2010.
- [62] P. Kis and A. Ivanyi, "Parameter identification of Jiles Atherton model with nonlinear least-square method," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 343, no. 14, pp. 59-64, 2004, Proceedings of the Fourth Intional Conference on Hysteresis and Micromagnetic Modeling.
- [63] T. Chevalier, A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, and C. Cester, "A new dynamic hysteresis model for electrical steel sheet," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 275, no. 13, pp. 197-201, 2000.
- [64] T. Nakata, M. Nakano, and K. Kawahara, "Effects of Stress Due to Cutting on Magnetic Characteristics of Silicon Steel," *Magnetics in Japan, IEEE Translation Journal on*, vol. 7, no. 6, pp. 453-457, 1992.
- [65] F. Gillon and P. Brochet, "Screening and response surface method applied to the numerical optimization of electromagnetic devices," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 4, pp. 1163-1167, 2000.
- [66] T. V. Tran, "Problèmes combinatoires et modèles multi-niveaux pour la conception optimale des machines électriques," Ecole Centrale de Lille Thèse de doctorat <NNT : 2009ECLI0011>. <tel-00425590v3>, 2009.
- [67] A. C. Berbecea, S. Kreuawan, F. Gillon, and P. Brochet, "A Parallel Multiobjective Efficient Global Optimization: The Finite Element Method in Optimal Design and Model Development," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 8, pp. 2868-2871, 2010.